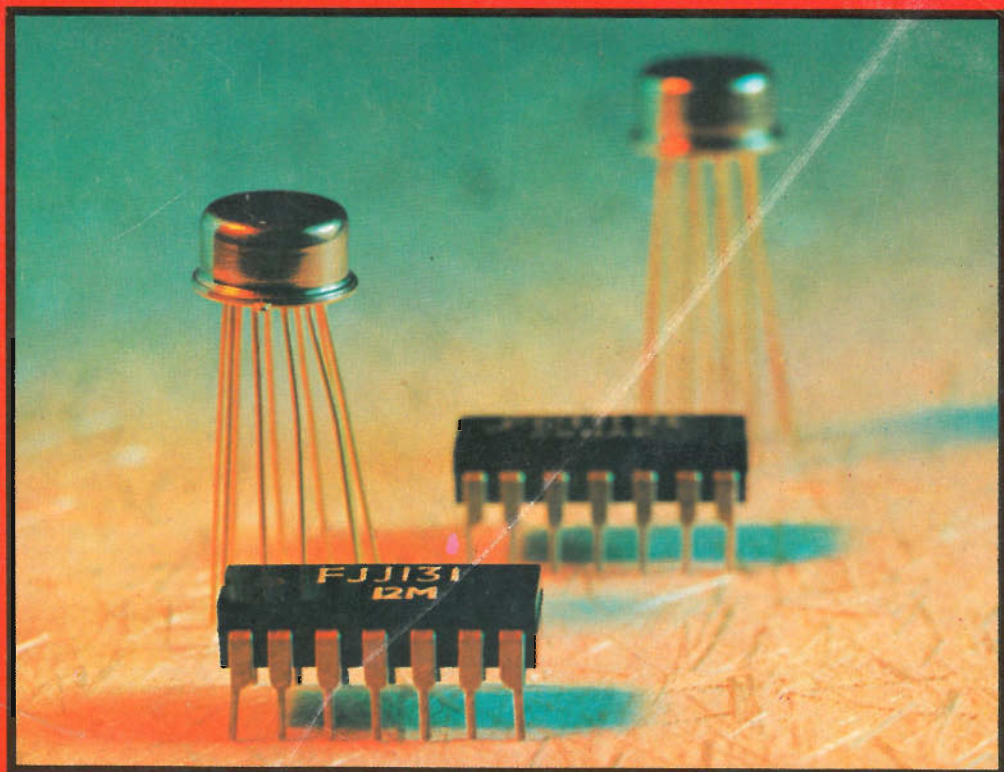
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

10

LIRE 500

AUSTRIA	Sc. 27.50
BELGIO	Fr. Bg. 51.50
DANIMARCA	Kr. D. 8
FRANCIA	Fr. Fr. 5
GERMANIA	D.M. 4
GRECIA	D.Z. 31.50
INGHILTERRA	Sh. 0.10
JUGOSLAVIA	Din. 13
LUSSEM.	Fr. Bg. 51.50
MALTA	Sh. 0.10
NORVEGIA	Kr. N. 7.50
OLANDA	Fol. 4
POLONIA	Zloty 125
PORTOGALLO	Esc. 30
SPAGNA	Pts. 73.50
SVIZZERA	Fr. S. 4.50
TURCHIA	L.T. 10

ottobre/novembre 1968

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III/70

Supertester 680 E

MILANO ICE ITALY

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV.** - **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	**50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	6 portate:	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate:	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate:	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)
CON LA PIU' AMPIA SCALA (mm 85 x 65)
Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

I N S U P E R A B I L E !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

P R E Z Z O

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

MILANO ICE ITALY

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura!
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.:	11 portate:	da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.:	13 portate:	da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.:	12 portate:	da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.:	10 portate:	da 250 μA a 5 Amp.
OHMS:	6 portate:	da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA:	2 portate:	da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA:	9 portate:	da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS:	10 portate:	da — 24 a + 70 dB
CAPACITA':	6 portate:	da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.** Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!! Di ciò ne siamo orgogliosi poichè, come disse Horst Franke **« L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! ».**

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

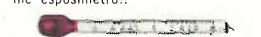
VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 10 I.C.E. (25000 V. C.C.)

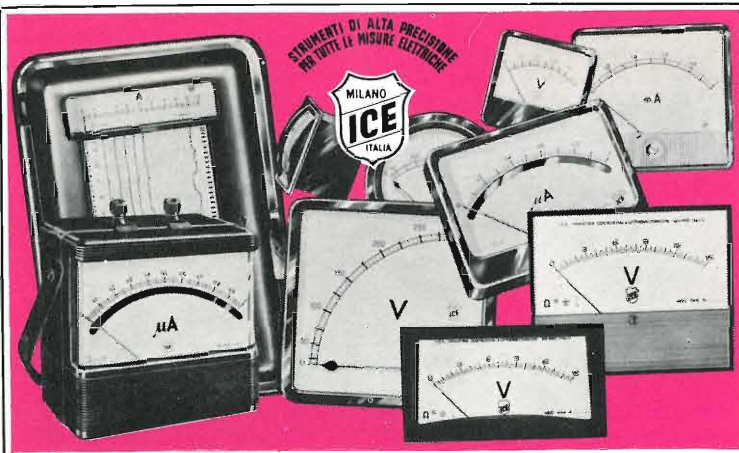
Prezzo netto: L. 2.900

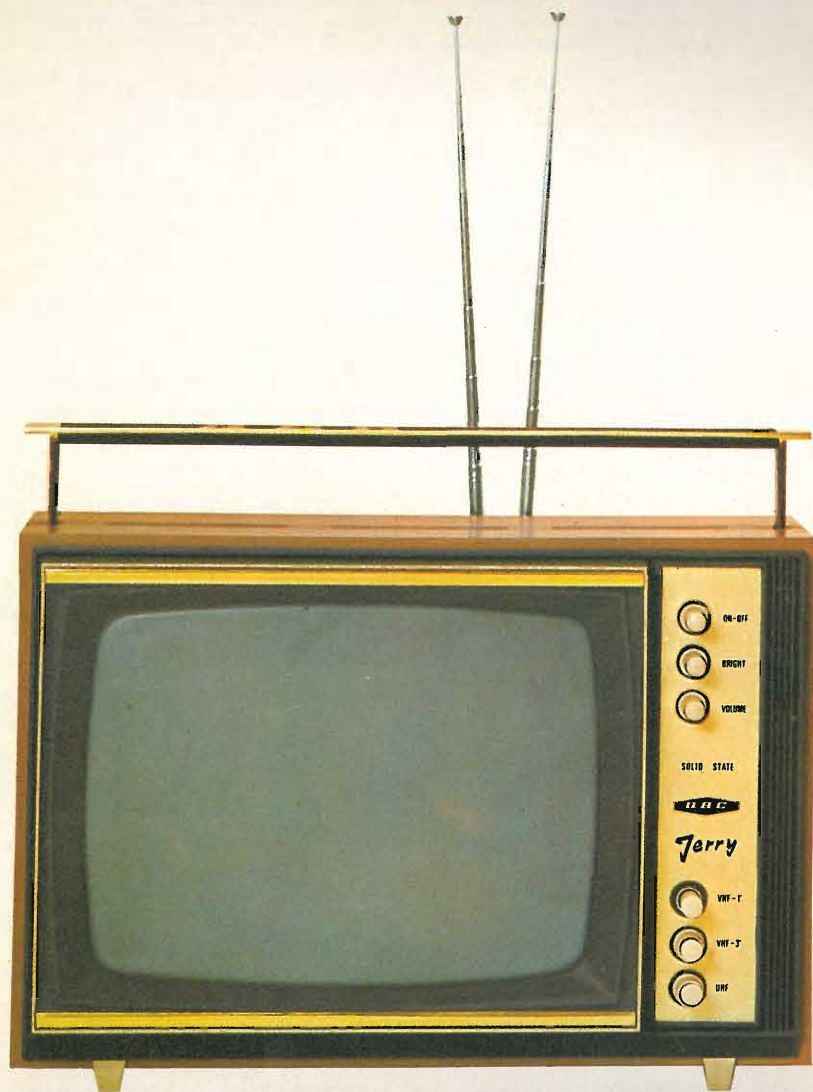
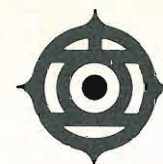
LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C

Prezzo netto: L. 2.000 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

AMPLIFICATORE STEREO da 80 W con sintonizzatore FM

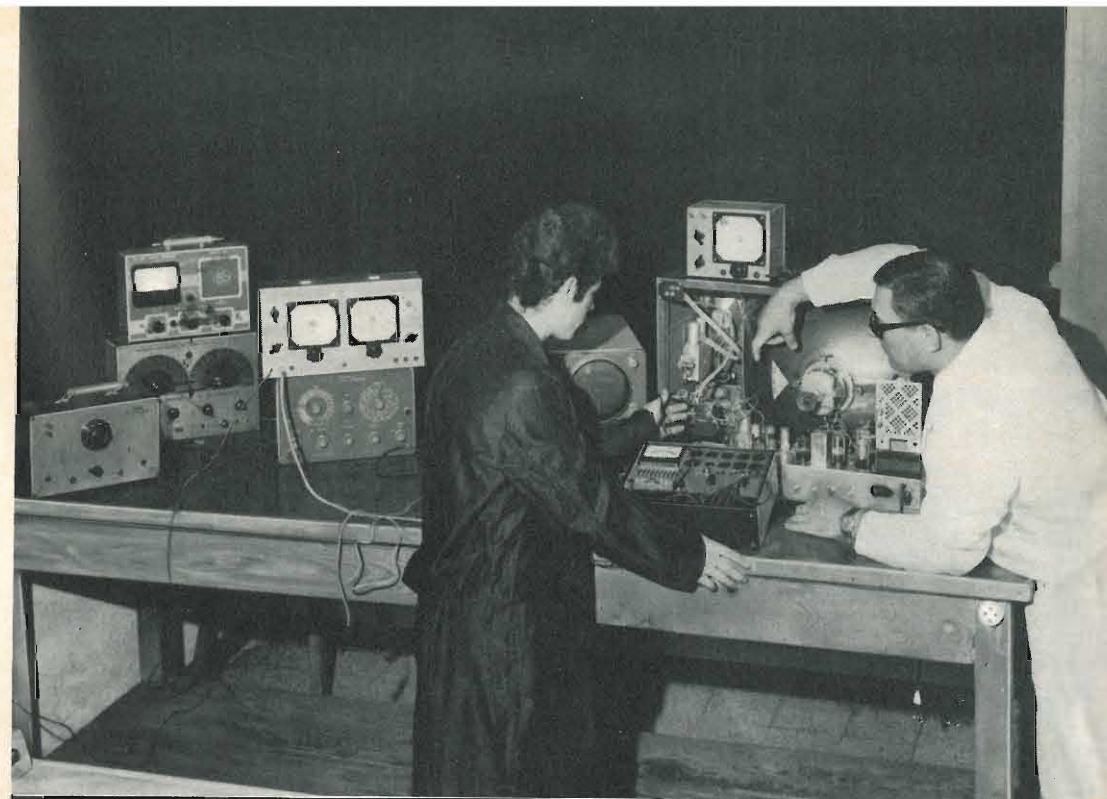
CARATTERISTICHE

Sezione sintonizzatore

Gamma di frequenza
87÷108 MHz
Sensibilità in antenna
3 µV
Distorsione armonica
Al 100% di modulazione: 0,5%
Rapporto segnale/disturbo
Al 100% di modulazione: 70 dB
Reiezione d'immagine
≥ 60 dB
Separazione decoder
40 dB a 1.000 Hz

Sezione Amplificatore

Potenza
40+40 W di picco su 8 Ω
20+20 W continui su 8 Ω
Distorsione armonica
Alla massima potenza: < 1%
A 3 dB sotto la massima potenza: < 0,3%
Risposta di frequenza
10÷40.000 Hz ± 2 dB
Rapporto segnale/disturbo
Controllo di volume al minimo: 75 dB
Ingresso phono magnetico: 60 dB
Ingresso ausiliario: 70 dB
Sensibilità
Ingresso phono magnetico: 1,3 mV
Ingressi ausiliari: 150 *mV*

Elegante e compatto mobile in noce con frontale in alluminio spazzolato. - Scala di sintonia con illuminazione separata. - Circuito stampato su moduli estraibili. - Controllo automatico di frequenza. - Commutazione automatica in FM Stereo. - Presa frontale per ascolto in cuffia. - Prese per registrazione e riproduzione. - Fusibili per altoparlanti separati. - Totalmente transistorizzato.

FATEVI UNA POSIZIONE CON POCHI MESI DI FACILE STUDIO

ISCRIVETEVI AI NOSTRI CORSI PER CORRISPONDENZA

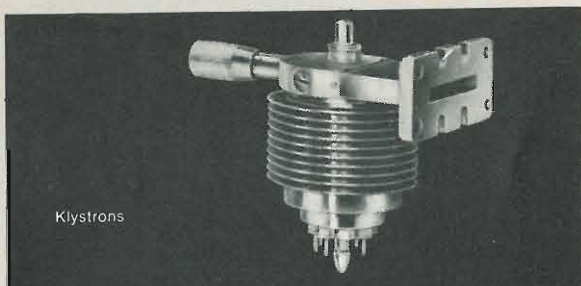
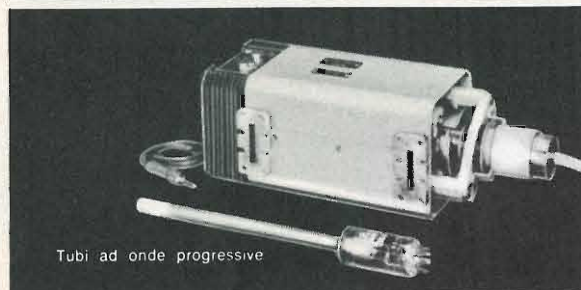
STUDIATE A CASA CON ENORME RISPARMIO DI TEMPO E DI DENARO

LE ISCRIZIONI SI ACCETTANO IN QUALSIASI PERIODO DELL'ANNO

- CORSO DI RADIOTECNICA PER CORRISPONDENZA
- CORSO DI TELEVISIONE PER CORRISPONDENZA COMPRENDENTE LA

A TUTTI GLI ISCRITTI VIENE **REGALATA** UNA SCATOLA CON TUTTI I PEZZI PER LA FACILE COSTRUZIONE DI UNA RADIO A TRANSISTORI OLTRE AGLI ATTREZZI

Richiedeteci il bollettino gratuito informativo (01 bollettino radio; TLV bollettino televisione) con saggio delle lezioni comprensibili anche da chi abbia frequentato solo le elementari.

SCRIVERE A SCUOLA GRIMALDI - RADIOTECNICA TV
(LA SCUOLA DI FIDUCIA) - P.zza Libia, 5/W10 - 20135 - Milano

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Ottobre 1968

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

I LETTORI CI SCRIVONO

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. MARCHISIO R. Genova

Sul Radar secondario

Il radar secondario è basato, come del resto il radar primario, sul principio della trasmissione di informazioni tramite degli impulsi corti emessi entro un fascio molto stretto di irradiazione, fornendo, come il radar primario, informazioni di distanza e direzione.

I due sistemi si differenziano notevolmente in quanto, mentre il radar secondario impiega per la ritrasmissione della informazione dal mezzo mobile alla stazione terrestre una speciale apparecchiatura installata sul mezzo mobile stesso (detta transponditore), il radar primario usa il mezzo mobile stesso quale superficie riflettente degli impulsi emessi dal trasmettitore radar. Il funzionamento dei due sistemi può essere così riassunto:

Radar primario: *gli impulsi sono trasmessi dalla stazione terrestre ad una data frequenza « f » e raggiungendo il bersaglio sono da esso riflessi. Gli impulsi riflessi sono ricevuti dalla stazione di terra alla frequenza « f » e quindi rivelati e passati alle apparecchiature di presentazione.*

Radar secondario: *gli impulsi sono trasmessi dalla stazione terrestre sulla frequenza « f ». Raggiungendo il bersaglio sono rivelati dal ricevitore del trasponditore montato a bordo del mezzo mobile. Il trasponditore trasmette un treno di impulsi di risposta alla frequenza « f1 » tramite una antenna omnidirezionale solo quando il segnale proveniente dalla stazione terrestre soddisfa a determinati requisiti.*

Gli impulsi provenienti dal trasponditore raggiungono la stazione terrestre dove sono rivelati e passati alle apparecchiature di presentazione quando soddisfano a determinate caratteristiche stabilite dall'operatore.

Da quanto detto sopra se ne deduce che il radar secondario presenta i seguenti vantaggi: fornisce informazioni di distanza e di direzione che integrano le informazioni ottenute dal radar primario. Giacchè la trasmissione e la ricezione a terra avvengono su frequenze diverse, non ci sono segnali di echi fissi mescolati ai segnali di risposta per cui si può usare l'intero volume della copertura verticale senza necessità di complicate elaborazioni del segnale per eliminare gli echi fissi stessi. Poichè il segnale di risposta proviene da un elemento attivo, il trasponditore, l'intensità del segnale di risposta è indipendente dalla superficie equivalente del mezzo mobile. Facendo parte del sistema due trasmettitori, la portata risulta espressa da due distinte equazioni nelle quali essa risulta inversamente proporzionale alla radice quadrata della potenza anzichè ad una sola equazione nella quale essa è inversamente proporzionale alla radice quarta della potenza. In altre parole il trasponditore agisce come un virtuale amplificatore del segnale trasmesso dal trasmettitore dell'interrogatore, al risponditore della stazione terrestre. E' possibile programmare la trasmissione del segnale trasmesso dal mezzo mobile in modo diverso da quello della stazione di terra, con conseguente aumento della quantità di informazione trasmessa, mediante la codificazione degli impulsi ad entrambe le estremità del percorso del segnale.

Nel sistema a due impulsi l'interrogazione è fatta trasmettendo una coppia di impulsi ciascuno dei quali è irradiato da uno stesso complesso di antenna con un diverso diagramma di irradiazione. I due impulsi sono distanziati tra loro nel tempo di pochi microsecondi.

Il sistema a tre impulsi sfrutta, come il precedente, il principio della comparazione dell'intensità dei segnali ed impiega due diversi diagrammi di irradiazione ma, a differenza del precedente sistema, l'interrogante emette due impulsi di interrogazione distanziati tra loro nel tempo di un valore prefissato, dipendente dal modo di interrogazione, mentre lo elemento di controllo dell'antenna dell'emettitore emette un terzo impulso nell'intervallo di tempo intercorrente fra i due impulsi di interrogazione. Notizie più dettagliate potrà trovarle nelle pubblicazioni specializzate.

Sig. BERTAZZO O. Genova

Registratore a transistori

Le facciamo presente che non tutti i transistori ed i diodi zener relativi al circuito del registratore transistorizzato, descritto nel n° 10 1967, sono direttamente sostituibili con tipi di altre case. Le suggeriamo di rivolgersi direttamente alla G.B.C. la quale potrà procurarle i componenti originali siano essi della Philips, della Mullard o della Ferranti.

Comunque non le consigliamo di iniziare la costruzione del suddetto apparecchio finchè non sia in possesso di tutti i componenti originali suggeriti nella descrizione in questione. Ciò le eviterà di provare le solite delusioni alle quali vanno incontro coloro che procedono alla sostituzione dei semi conduttori originali senza tener conto delle nuove esigenze circuitali dovute alle inevitabili differenze di caratteristiche che esistono fra un tipo e l'altro, anche se molto simili.

Eventualmente potrà ripiegare nella costruzione del registratore transistorizzato con amplificatore separato, del quale riportiamo in figura 1 l'amplificatore di registrazione ed in figura 2 l'oscillatore per la cancellazione e la premagnetizzazione. In figura 3 è riportato uno schema di principio per la realizzazione di un sistema a quattro piste. Di questo registratore e di un altro realizzato con circuito integrato possiamo fornire il relativo schema e la descrizione completa.

Fig. 1 - Amplificatore di registrazione

Sig. FERRUCCI G. Firenze

Poroscopi elettronici

I poroscopi elettronici ad alta tensione (esiste apposito marchio Poroscope) servono alla ricerca, rivelazione e conteggio di pori e piccoli fori su strati o rivestimenti isolanti, disposti sui metalli, quando siano talmente piccoli da non poter essere rilevati ad occhio nudo.

Applicazioni comuni di questo strumento si hanno per la ricerca dei pori sugli smalti o rivestimenti in materia plastica di tipo polivinilico, sui contenitori, serbatoi, caldaie, condotti, tubi, costruzioni laccate nel campo degli elettrodomestici, o nei rivestimenti isolanti o protettivi, non conduttori, elettricamente parlando, su elementi portanti conduttori elettrici. Il principio di misura non richiede però che l'elemento portante sia metallico: è sufficiente che sia conduttore elettricamente come ad esempio il cemento. Si possono infatti con questo strumento localizzare pori in rivestimenti non conduttori su cemento conduttore.

In base alla rigidità dielettrica del rivestimento e del suo spessore, si sceglie la tensione più adatta alla ricerca, tensione che è applicata all'elettrodo tastatore avvitato sul portaelettrodo. Secondo le varie applicazioni si possono usare elettrodi in gomma conduttrice, oppure elettrodi filiformi a forma di piccola scopa.

L'energia applicata all'elettrodo tastatore è piccola per cui le massime correnti di corto circuito sono limitate a valori non pericolosi da resistenze protettrici disposte entro il portaelettrodo.

I poroscopi elettronici Poroscope racchiudono il generatore ad alta tensione. La tensione applicata allo elettrodo è indicata direttamente su un voltmetro disposto sul pannello frontale.

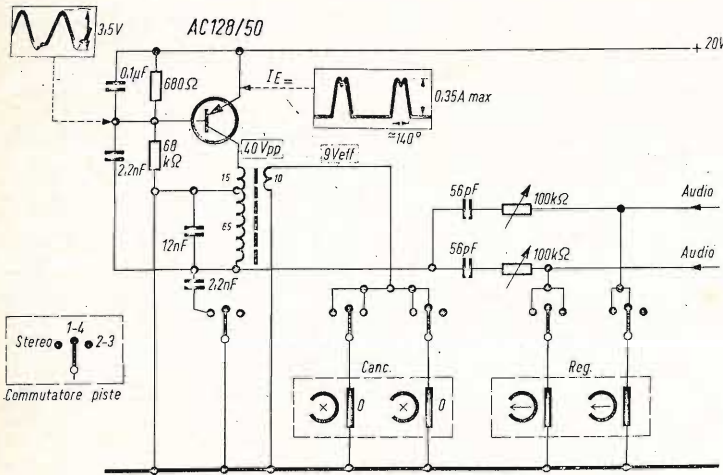



Fig. 2 - Oscillatore per la cancellazione e premagnetizzazione

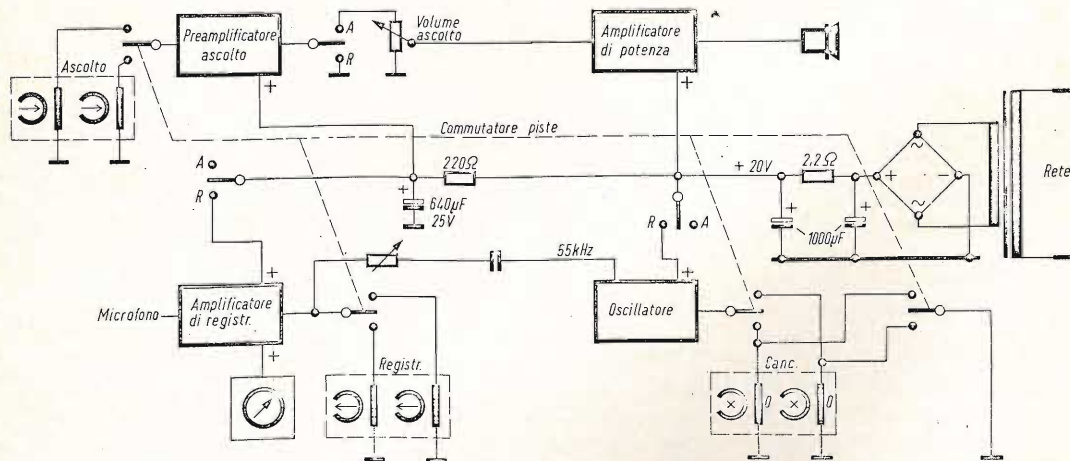



Fig. 3 - Esempio per la realizzazione di un sistema a 4 piste.

L'indicazione dei pori fra l'elettrodo e l'elemento portante viene data da una scarica. Usando elettrodi flessibili in gomma conduttrice, i pori, in rivestimenti chiari e bianchi, vengono rivelati da macchioline scure.

Lo strumento quale indicatore di pori lavora con circuiti elettrici privi di inerzia, pilotati da impulsi che

Tipo (Z = con contatore)	H2d 0,5—3k H2d 0,5—3kZ	H2d 1—12k H2d 1—12kZ	H2d 6—25k H2d 6—25kZ
Tensione continua, regolabile con continuità	0,5—3 kV	1—12 kV	6—25 kV
Corrente di corto circuito in mA	2 mA		
Valore picco in mA	10 mA		
Segnale	ottico con lampadina spia rossa, o, a scelta, ottico ed acustico con ronzatore interno di ca. 70 phon; nei Tipi H2d 0,5—3 kZ, H2d 1—12 kZ, H2d 6—25 kZ, vi è anche un contatore elettromeccanico a 6 cifre con tasto meccanico di rimessa a zero		
Durata del segnale in secondi	0,3 indipendente dalla durata del passaggio della corrente per ogni poro		
Tempo di contatto in secondi	10 microsecondi		
Numero di impulsi nel circuito elettronico senza necessità di ricambi	10 milioni		
Alimentazione dalla rete	110/220/240 volt, commutabili, 50 Hz		
Consumo	40 VA	70 VA	200 VA
Dimensioni massime (larghezza × altezza × profondità)	compresa maniglia mm 440 x 296 x 150		mm 550×368×320
Peso netto	kg. 11	kg. 11,9	kg. 30
Accessori	— Cavetto di collegamento alla rete. — Porta-elettrodo ZH 12 con cavetto di collegamento di m 5. — Morsetto a bocca di coccodrillo. — Elettrodo filiforme (a scopa) ZH 6. — Cavetto di ritorno ZH 5.		— Cavetto di collegamento alla rete. — Porta-elettrodo ZH 25 con cavetto di collegamento di m 5 con rivestimento in polivinile metallico. — Elettrodo filiforme (a scopa) ZH 6. — Cavetto di ritorno ZH 5. — Morsetto a bocca di coccodrillo.
Accessori speciali	— Elettrodo piano ZH 2a — Elettrodo circolare ZH 3 — Elettrodo anulare ZH 4 — Elettrodi speciali		— Elettrodi come precedenti. — Carrello per trasporto Tipo BN 98013.

si determinano all'atto della formazione della scarica. La eccitazione dei circuiti e la indicazione ottica, o acustica, inseribile a piacere, avviene in modo del tutto sicuro. Nel manico trasparente del porta elettrodo è disposta una lampadina spia ben visibile da ogni lato che non viene usata per la ricerca dei pori ma che consente un ottimo ausilio nel giudizio della conducibilità superficiale ed è perciò un organo di controllo ausiliario.

Nella tabella elenchiamo, a titolo di esempio, le caratteristiche tecniche di un POROSCOPE fornito dalla ditta Bellotti, sul quale possono essere forniti chiarimenti sui procedimenti fisici e tecnologici sul metodo a corrente continua scelto.

Sig. GANDOLFI E. Napoli

Trasformatore 240/4

Nell'amplificatore descritto nel n° 9/1967 era stato previsto l'impiego del trasformatore H-240-4. Non sappiamo perchè abbia sostituito lo stesso con altro avente caratteristiche similari.

Detto trasformatore è adatto per montaggio verticale ed è munito di schermo elettrostatico. Le sue caratteristiche sono: Potenza 100 VA. Primario: universale. Secondario AT 280 + 280 - 130 mA; secondario BT 3,15 + +3,15 - 3,5 A e 6,3 V - 0,5A.

Tenga presente che la sigla H/240-4 è stata sostituita nel nuovo CATALOGO COMPONENTI ELETTRONICI dalla sigla HT/3410 - 00.

Le consigliamo pertanto di far sostituire il trasformatore che è stato fornito con altro avente le caratteristiche richieste. Comunque restiamo a sua disposizione per ulteriori informazioni.

Sig. COSTA G. Genova

Amplificatori HI-FI a transistori

In figura 1 riportiamo lo schema di un ottimo amplificatore HI-FI a transistori il quale, con alimentazione in continua a 30 V, può erogare la potenza di 10 W.

Le principali caratteristiche di questo amplificatore sono le seguenti: Alimentazione: 30 V cc. Massima potenza di uscita (distorsione 10% a 1000 Hz): 13 Watt. Massima potenza di uscita (distorsione 1% a 1000 Hz): 10 W. Sensibilità di ingresso per potenza di uscita di 13 W: 104 mV. Sensibilità di ingresso per potenza di uscita di 10 W: 86 mV. Sensibilità di ingresso per potenza di uscita di 3,5 W: 46 mV. Resistenza d'ingresso a 1000 Hz: 7.000 Ω. Risposta di frequenza (—1 dB per un terzo della potenza di uscita) da 10 a 40.000 Hz. Risposta in frequenza (— 1 dB per un terzo della potenza massima di uscita): da 20 a 20.000 Hz. Corrente assorbita senza segnale: 103 mA. Corrente assorbita alla massima potenza (13 W): 665 mA. Resistenza di carico: 8 Ω. Reazione negativa: 8 dB. Rapporto segnale disturbo a 1000 Hz per potenza di uscita 13 W: 80 dB.

Tutti i transistori sono della ATES.

Valore dei componenti impiegati:

R1 = 82 kΩ ± 10% 1/8 W; R2 = 2.2 kΩ; R3 = 3.9 kΩ; R4 = 120 Ω; R5 = 33 Ω ± 5%; R6 = 6.8 kΩ; R7 = 1.5 kΩ; R8 = 680 Ω; R9 = 3.3 kΩ; R10 = 33 Ω; R11 = 100 kΩ; R12 = 4.7 kΩ ± 5%; R13 = = 100 Ω; R14 = 100 Ω; R15 = = 1 Ω a filo ± 5% 7 W; R16 = = 1 Ω a filo ± 5% 7 W; R17 = = 390 Ω; R18 = 100 Ω; R19 = = 0 — 1000 Ω; R20 = 820 Ω; R21 = 1,2 kΩ; R22 = 39 Ω; R23 = 15 Ω.

C1 = 30 μF elettrolitico 6V; C2 = 100 μF elettrolitico 18V; C3 = 30 μF elettrolitico 15V; C4 = 100 μF elettrolitico 15V; C5 = 120 pF styroflex; C6 = = 250 μF elettrolitico 3 V; C7 = 2500 μF elettrolitico 18V; C8 = 30 μF elettrolitico 15V.

Altoparlante con impedenza da 8 Ω.

I transistori Q5, Q6, Q3 e Q4 debbono essere muniti di dissipatori di calore. Per Q5 e Q6 i dissipatori devono avere una resistenza massima di radiazione di 4° C/W. I dissipatori per Q3 e Q4 saranno scelti con una superficie non inferiore ai 10 cm².

Valori di tensione cc e di corrente dei transistori in assenza di segnale di ingresso

Sigla	Transistor	— V_{ce} - V -	— I_c - mA
Q_1	AC 135	7.2	2
Q_2	AC 138	14.9	3.6
Q_3	AC 142	14.6	4.4
Q_4	AC 141	14.8	4
Q_5	AL 103	15	88
Q_6	AL 103	15	85
Q_7	AC 141	15.2	0.75

Fig. 2 - Curva di distorsione in funzione della potenza di uscita (a 1000 Hz).

Sig. PARODI G. Genova

Su alcuni sistemi di radiotelegrafia

Sull'argomento da lei proposto esiste anche in Italia una buona bibliografia. Ottimi i volumi del Niutta al quale fa riferimento.

Il metodo di radiotelegrafia, noto con il termine di TWO TONES ed anche TWO SOURCES SYSTEM, cioè metodo a due sorgenti, è caratterizzato dall'impiego di due oscillatori di elevata stabilità, sintonizzati su due frequenze F1 ed F2, modulate in ampiezza al 100% in modo complementare. Quando su F1 si ha il « mark » su F2 corrisponde lo « space » e viceversa.

Questo sistema di emissione richiede il filtraggio delle due frequenze allo scopo di eliminare la discontinuità di fase.

In figura 1 è visibile lo spettro di ampiezza di una cor-

rente modulata con il sistema a due toni da un segnale telegrafico 1 : 1.

Da tale spettro si rileva che:

a) Lo spettro appare come risultante di una sovrapposizione di due spettri di modulazione in ampiezza, centrati attorno alle due frequenze.

b) Le frequenze del diagramma sono presenti nel circuito ad ogni istante, sia che funzioni la sorgente F1 sia la F2, con mutue interferenze che comportano il filtraggio segnalato in precedenza.

la F1 e la F2 non sono ben distanziate, si influenzano a vicenda distorcendo il segnale in ricezione.

La ragione di questa diversità di comportamento sta nel fatto che mentre prima era salvata la continuità della fase della sorgente unica, ora il sistema non ha nulla che lo possa proteggere dalla discontinuità negli istanti caratteristici di un segnale all'altro.

Quindi si può affermare che la maggior larghezza di banda richiesta da questo sistema, limita notevolmente l'adozione di apparati basati sul principio di emissione «Two tone system» tutte le volte che sia richiesto un razionale sfruttamento del mezzo trasmittente.

In questo secondo caso gli spettri dovuti alle due modulazioni ON/OFF complementari sono filtrati in trasmissione ma la distanza che, per rendere possibile questa operazione si deve frapporre fra F1 ed F2, è di 2F con F = alla frequenza telegrafica. La banda dovrà avere una larghezza minima di 4F, circa doppia di quella normale richiesta per gli altri sistemi di modulazione.

Occorre tenere presente che quando la frequenza di manipolazione si discosta dal segnale 1 : 1, mentre nel caso della modulazione di frequenza varia solo l'indice di modulazione con leggera modificazione dello spettro del segnale, nel caso in esame se

Questo sistema di emissione pur manifestando quella eccessiva larghezza di banda del singolo canale alla quale abbiamo fatto cenno più sopra ha il compito di consentire un funzionamento accettabile in condizioni di propagazione delle onde em molto difficili, specialmente quando agli effetti del « multipath » si aggiungano quelli di intenso fading selettivo.

In figura 2 riportiamo lo schema di un circuito similare adottato dalla Marconi.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 10 Ottobre 1968
Rivista mensile
edita per la divulgazione dell'elettronica, della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261 dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 500, numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000, per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli.

CIRCUITI B. F.

equalizzatori
per controllo attivo di tono
filtri passa - alto e basso
mescolatori
oscillatori

BASSA FREQUENZA

II PARTE

In questa seconda parte si descrivono alcuni semplici circuiti di completamento delle apparecchiature B.F. Di ciascun circuito si forniscono curve di risposta in frequenza e curve della percentuale di distorsione.

Nella figura 14 è riportato lo schema di un circuito **equalizzatore per pick-up magnetici.** L'equalizzazione della caratteristica di registrazione dei dischi è ottenuta mediante un circuito di controreazione funzione della frequenza. I dati riguardanti il dimensionamento del circuito, valevoli per **cinque** diversi tipi di curve caratteristiche di registrazione possono essere ricavati dalla tabella 1.

Per le caratteristiche d'incisione 1* e 2*, il condensatore da 250 μF, nel circuito di emettitore del transistore BC 108, dovrà essere messo a massa (tratteggiato in fig. 14).

Le cinque curve caratteristiche di equalizzazione sono riportate nelle figg. 15 e 16. Esse consentono l'adattamento del pick-up a tutte le più importanti caratteristiche di incisione dei dischi introdotte via via nel corso di questi anni.

La curva di equalizzazione **1** con una frequenza di cross-over di 250 Hz corrisponde alle vecchia caratteristica di incisione usata in Europa prima dell'avvento del disco a microsolco.

Le caratteristiche di incisione corrispondente alla curva ed equalizzazione **2** ha una frequenza di cross-over di 500 Hz; venne usata negli USA prima della seconda guerra mondiale e in Europa fino al 1950. La curva di equalizzazione 3 corrisponde alla caratteristica di incisione NARTB adottata negli USA dalla fine del 1950. La curva di equalizzazione **4** corrisponde alla caratteristica di incisione con costanti di tempo di 3180 μs, 318 μs, 50 μs. La curva di equalizzazione **5** corrisponde alla caratteristica di incisione attualmente usata da quasi tutte le nazioni. Le costanti di tempo sono 3180

µs, 318 µs e 75 µs e si adattano per esecuzioni mono e stereofoniche.

Le differenze tra le curve di equalizzazione standard e quelle ottenibili con

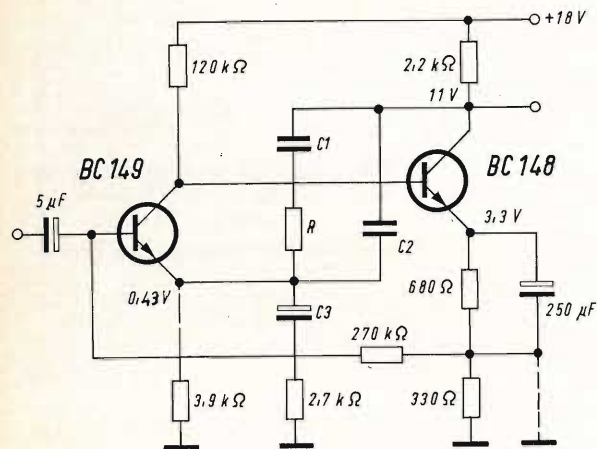



Fig. 14 - Equalizzatore per fono-rivelatori magnetici. I dati dei componenti si rilevano dalla tab. 1.

L'amplificazione di tensione a 1 kHz e le impedenze d'ingresso e di uscita di questo circuito sono state riportate nella tabella 2.

TABELLA 1

	Curve di equalizzazione					
	1	2	3	4	5	
R	56	56	56	47	47	kΩ
C_1	12	5,6	6,8	6,8	6,8	nF
C_2	0	0	3,9	1,5	2,2	nF
C_3	25	25	1,5	3,2	5	µF

Il fattore di distorsione a 1 kHz, alla tensione di uscita di 4 V è k = 0,25%; con tensioni di uscita inferiori a 1,5 V ta le fattore scende a k < 0,1%.

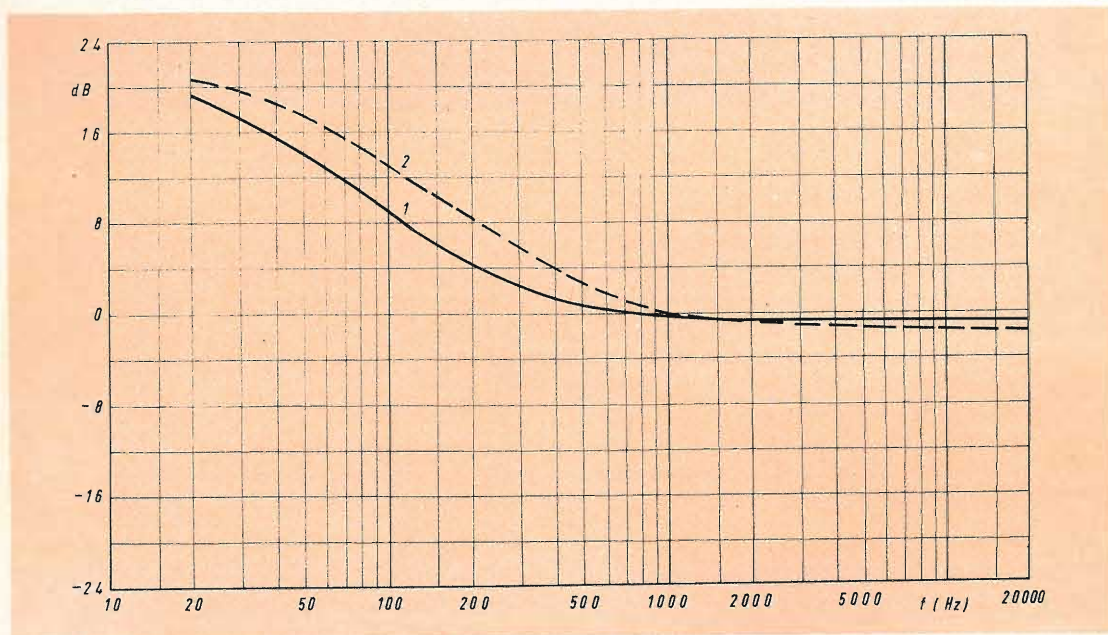



Fig. 15 - Curve di equalizzazione **1** e **2** dell'equalizzatore.

questo circuito sono trascurabili. Nella curva di equalizzazione **5**, per esempio, tale differenza è di — 0,5 dB a 30 Hz e di + 0,7 dB a 15 kHz.

La tensione di rumore all'uscita ammonta a 22 µ V. Tale tensione è stata misurata con un generatore con resistenza di 1 kΩ applicato all'ingresso.

Controllo attivo di tono

Il circuito per il controllo attivo di tono indicato in fig. 17 al posto di regolare la curva di risposta in frequenza mediante il solito sistema a partitori di tensione effettua la suddetta variazione mediante una controreazione in funzione della frequenza inserita tra collettore e base. Abbiamo cioè una regolazione di tono **attiva.** Le possibilità di variazione della curva di risposta sono indicate nella fig. 18. Da queste curve si vede che a 30 Hz si possono avere variazioni che vanno da un massimo di + + 19,5 dB a un minimo di — 22 dB, mentre all'estremo superiore della banda, e cioè 20 kHz, abbiamo un massimo di + 19,5 dB e un minimo di — 19 dB.

TABELLA 2

		Curve di equalizzazione				
		1	2	3	4	5
Amplificazione (a 1 kHz)	dB	30	30	25	27	26
Z_1	kΩ	250	250	250	250	250
Z_2	Ω	160	160	190	240	240

L'andamento lineare (risposta piatta della curva 2) si ottiene portando a metà corsa entrambi i potenziometri. In queste condizioni l'amplificazione di tensione è A = 0,91.

La fig. 19 indica il fattore di distorsione in funzione della tensione di uscita per le frequenze di 40 Hz, 1 kHz e 12,5 kHz. Tale fattore è stato misurato con il circuito di tono regolato per avere la curva di risposta piatta 2 di fig. 18. Con tensioni di polotaggio basse (V_2 < 250 mV), il fattore di distorsione è al di sotto dell'0,1%; con una tensione di uscita di 2 V, tale fattore, alla frequenza di 12,5 kHz può salire fino allo 0,85%. Le impedenze di ingresso e di uscita sono alla frequenza di 1 kHz, rispettivamente Z_1 = 40 kΩ e Z_2 = 180 Ω.

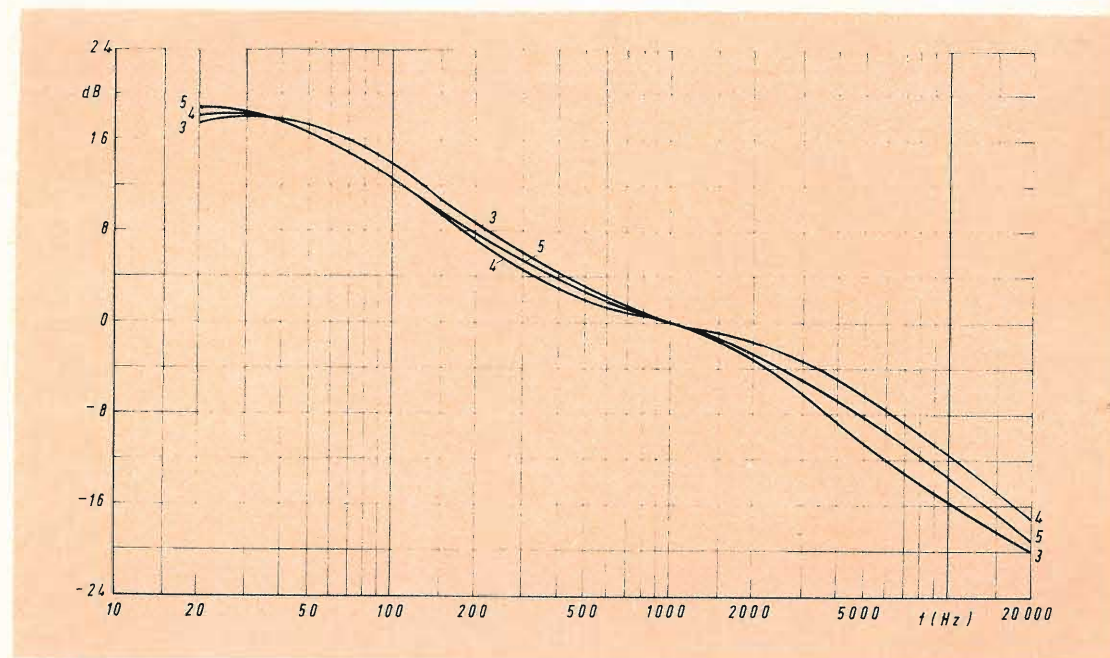



Fig. 16 - Curve di equalizzazione **3**, **4** e **5** dell'equalizzatore.

Circuito per l'esaltazione di una determinata banda di frequenze.

Viene anche chiamato **circuito di presenza.** Questo particolare effetto si ottiene quando di **tutto lo spettro** di frequenze trasmesso **una parte** viene messa più in evidenza delle altre. Ciò si ottiene esaltando o amplificando più del rimanente una determinata porzione della banda delle frequenze trasmesse.

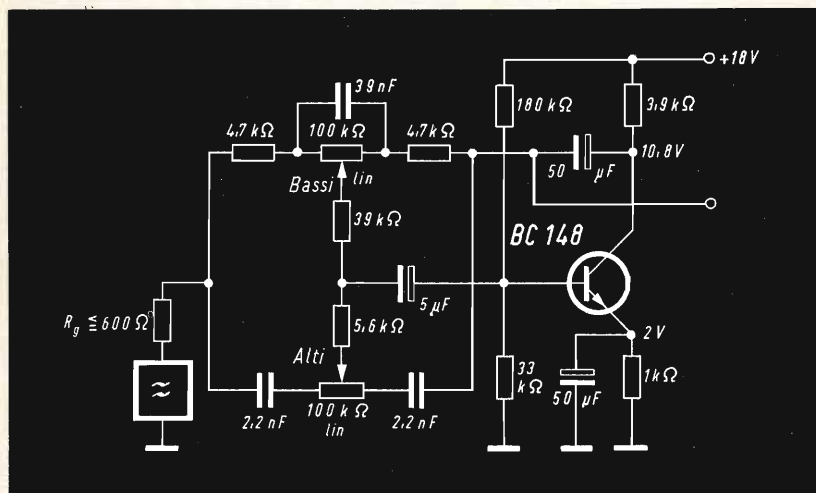



Fig. 17 - Regolatore di tono Baxandall.

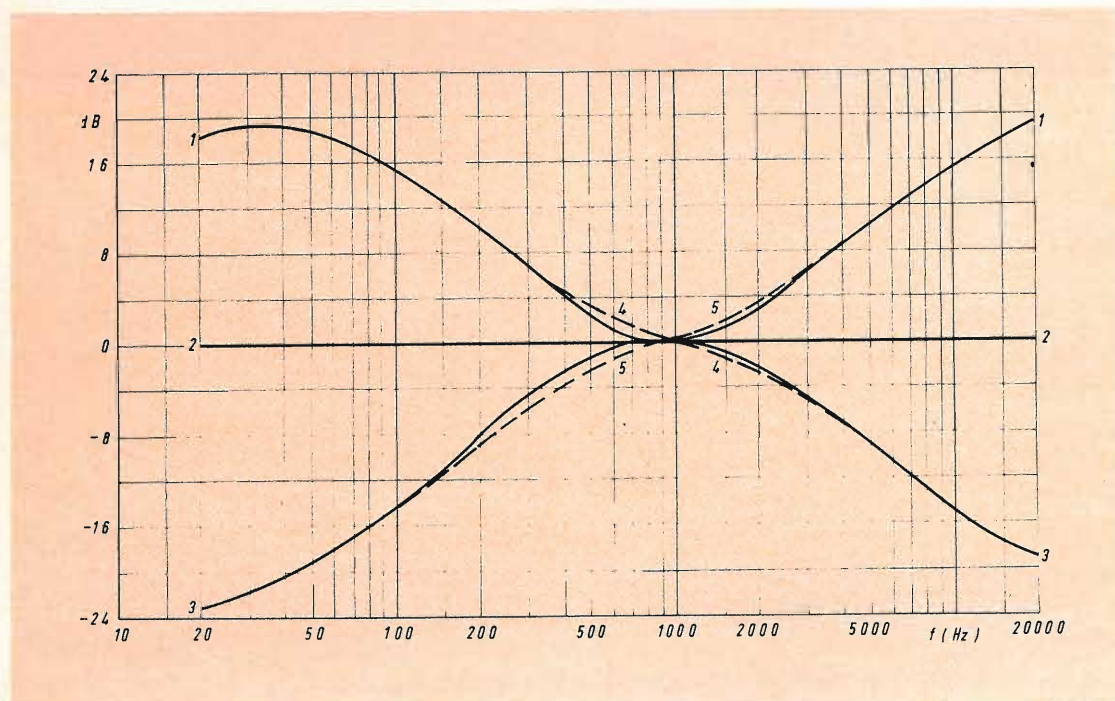



Fig. 18 - Possibilità di regolazione del circuito.
Curva 1 - Massima esaltazione dei bassi e degli alti; **Curva 2** - Posizione intermedia (curva piatta lineare); **Curva 3** - Massima attenuazione dei bassi e degli alti; **Curva 4** - Massima esaltazione dei bassi - massima attenuazione degli alti; **Curva 5** - Massima attenuazione dei bassi e massima esaltazione degli alti.

Fig. 19 - Fattore di distorsione del circuito.

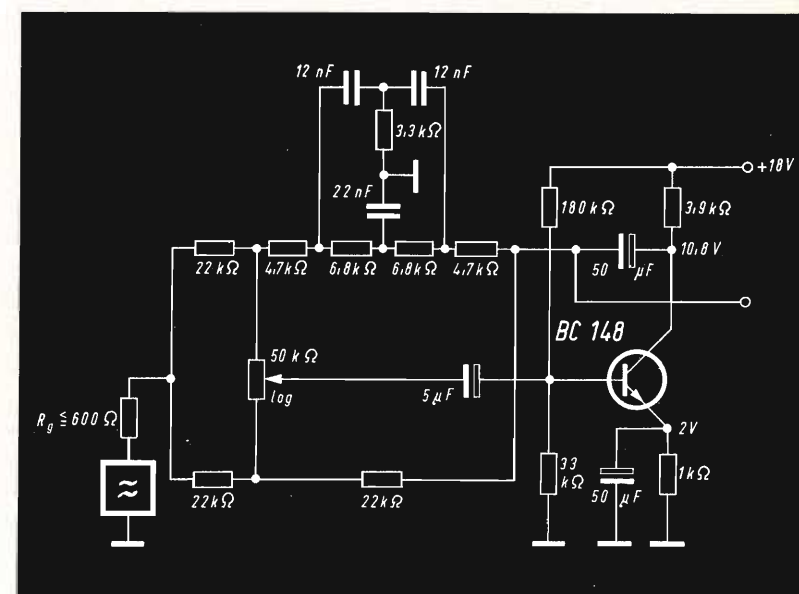
Per l'esaltazione della porzione **centrale** della banda viene usato un circuito pressocché uguale a quello precedentemente descritto. Nel ramo di controreazione viene inserito un filtro a « doppio T » dimensionato per 2 kHz.

La fig. 21 indica la curva di risposta in frequenza di questo circuito per la condizione di **piena** e **media** esaltazione. La esaltazione massima di 2 kHz ammonta a 13 dB.

Il vantaggio di questo circuito rispetto ad un normale circuito regolatore di tono è quello di esaltare **solo** le frequenze che interessano una determinata porzione della banda delle frequenze trasmesse.

Naturalmente, ridimensionato opportunamente il filtro a « doppio T », questo circuito può essere impiegato per correggere particolari difetti di acustica di locali, oppure per compensare in un sistema di trasmissione di frequenze audio le perdite dovute alle cause più svariate.

Fig. 20 - Circuito per l'esaltazione della voce

La fig. 20 indica un circuito che può servire allo scopo e che di solito viene usato per effettuare delle **correzioni** sulla banda delle frequenze che interessano il parlato.

Il fattore di distorsione di questo circuito, fino a tensioni di uscita di 250 mV rimane al di sotto dello 0,1% (fig. 22) e raggiunge il valore dello 0,75% per una tensione di uscita di 2 V alla frequenza di

12,5 kHz. L'amplificazione di tensione in condizione di risposta lineare è A = 0,95. Le impedenze di ingresso e di uscite sono Z_1 = 12 kΩ e Z_2 = 100 Ω.

formato da due reti RC collegate tra loro da un amplificatore separatore (fig. 8). In fig. 24 sono riportate le curve di risposta ottenibili.

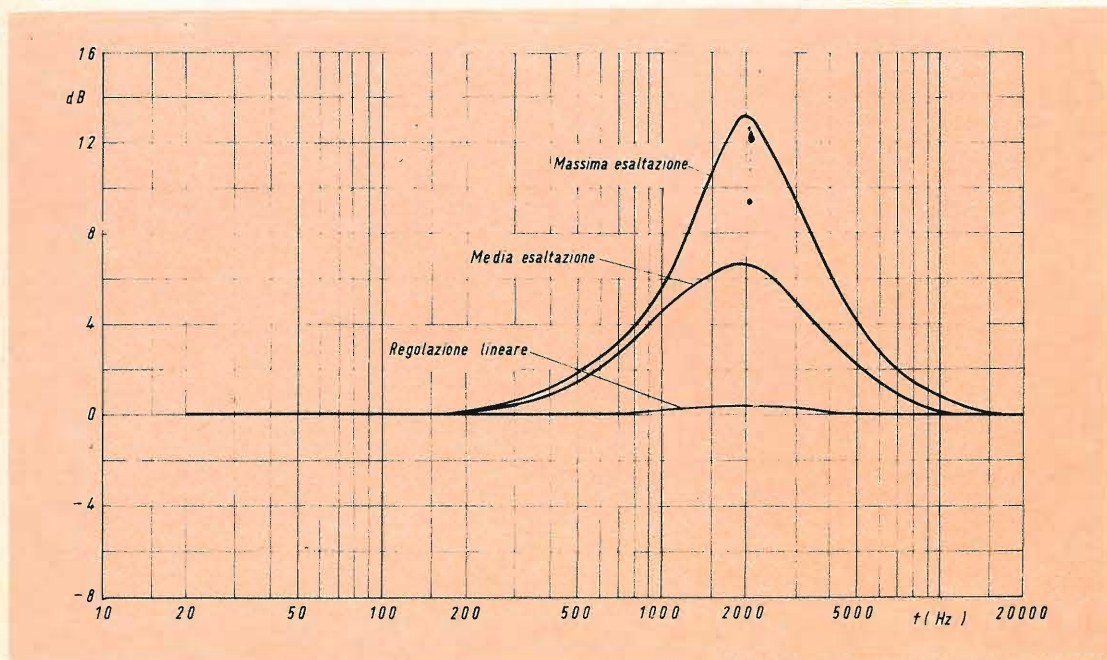



Fig. 21 - Curve di risposta del circuito.

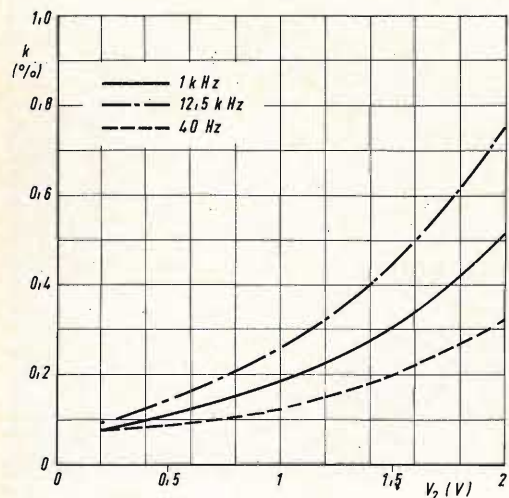



Fig. 22 - Fattore di distorsione del circuito.

Filtro passa-alto/passa-basso

La fig. 23 riporta uno schema elettrico di un filtro per i toni alti e bassi. Esso è

E' possibile selezionare le seguenti **frequenze-limite:**

f_{bassa} = 40 Hz, 80 Hz, 160 Hz, 270 Hz

f_{alta} = 11 kHz, 9 kHz, 4,5 kHz, 3,2 kHz.

Filtro di rumore e di fruscio

La fig. 25 riporta lo schema di un filtro di rumore e di fruscio. L'attenuazione degli alti e dei bassi è ottenuta per tramite di **una rete** RC inserita tra due transistori montati in un circuito « emitter follower » a cui si aggiunge un circuito di controreazione tra ingresso e uscita realizzato anch'esso mediante un'altra rete RC. In questa maniera la pendenza dei fianchi della curva è elevata e raggiunge circa 13 dB per ottava.

La frequenza-limite della porzione **inferiore** della banda è regolata a 45 Hz (filtro di fruscio). La frequenza-limite della porzione **superiore** della banda può essere

portata a tre valori, e cioè a 16 kHz, 12 kHz, e 7 kHz.

La fig. 26 mostra le curve di risposta riferentesi alle precedenti regolazioni. La amplificazione di tensione è A = 0,95. Il fattore di distorsione a 1 kHz e con una tensione di uscita di 2 V, è k = 0,35% e scende a k < 0,1% quando la tensione di uscita diventa 1 V. Le impedenze di ingresso e di uscita sono Z_1 = 1,7 M Ω e Z_2 = 450 Ω.

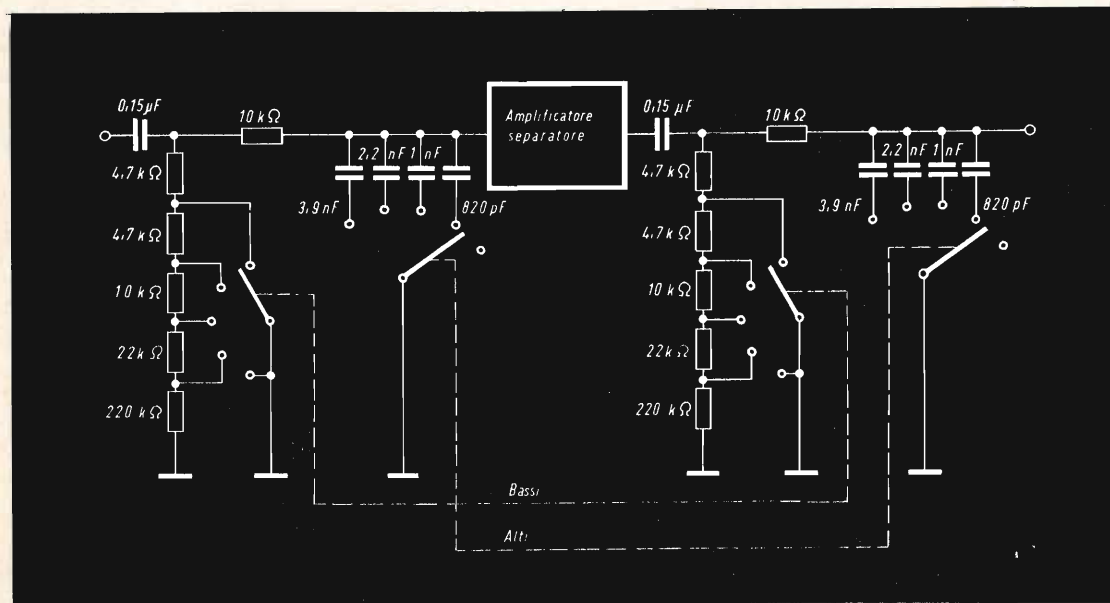



Fig. 23 - Filtro dei bassi e degli alti.

Fig. 24 - Curve di risposta del filtro dei bassi e degli alti.

Amplificatore-mescolatore

La fig. 27 mostra lo schema di un amplificatore mescolatore dove i due ingressi sono disaccoppiati ciascuno mediante un transistore. I due transistori lavorano con un comune resistore di carico di collettore. Uno stadio « emitter follower » provvede a dare una bassa impedenza di uscita e cioè Z_2 = 70 Ω. L'impedenza d'ingresso è Z_1 = 2,5 M Ω.

Fig. 25 - Filtro del fruscio e del rumore.

Fig. 26 - Curve di risposta del filtro.

L'amplificazione di tensione di ciascun ingresso è A = 1. La fig. 28 riporta il fattore di distorsione dell'amplificatore-mescolatore per il caso di pilotaggio di un ingresso e cortocircuito dell'altro. Il fattore di distorsione ammonta allo 0,5% con una tensione di uscita di 2 V e scende a k < 0,1% per una uscita V_2 < 0,5 V. Pertanto, per avere un fattore di distorsione dello 0,5%, la tensione applicata a ciascun ingresso non potrà superare il valore massimo di 1 V; diversamente, quando ai due ingressi viene applicata la massima tensione di pilotaggio, si potrebbero verificare fenomeni di sovrapilotaggio.

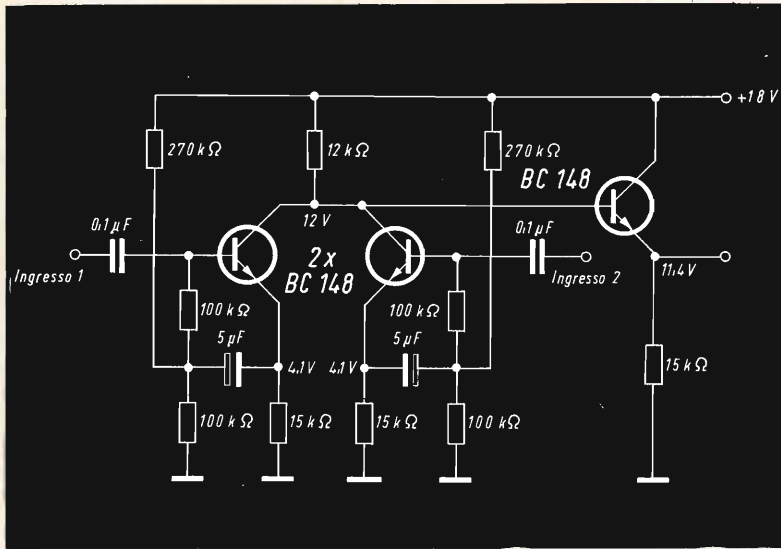



Fig. 27 - Amplificatore-mescolatore per due ingressi.

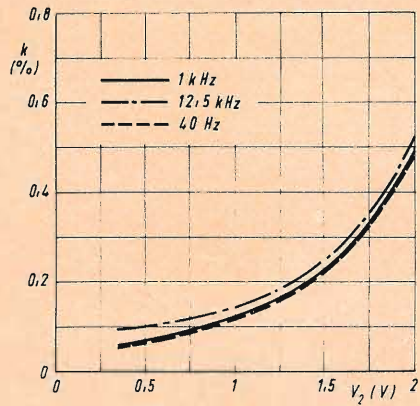



Fig. 28 - Fattore di distorsione con il segnale applicato ad un solo ingresso.

TABELLA 3

	Circuito di		
	fig. 29	fig. 30	
Amplificazione	0,5	1	
Z_1	750	380	kΩ
Z_2	47	170	Ω
f_{bassa}	< 20	< 20	Hz
f_{alta}	> 20	> 20	kHz

Circuiti per la regolazione della distanza-base tra altoparlanti

Le figg. 29 e 30 mostrano due circuiti mediante i quali è possibile variare in maniera continua la distanza-base tra gli altoparlanti di un impianto stereo. Pe ottenere ciò si aggiunge ad un canale una fra-

Fig. 29 - Circuito per la regolazione della distanza-base degli altoparlanti. Amplificazione di tensione A = 0,5.

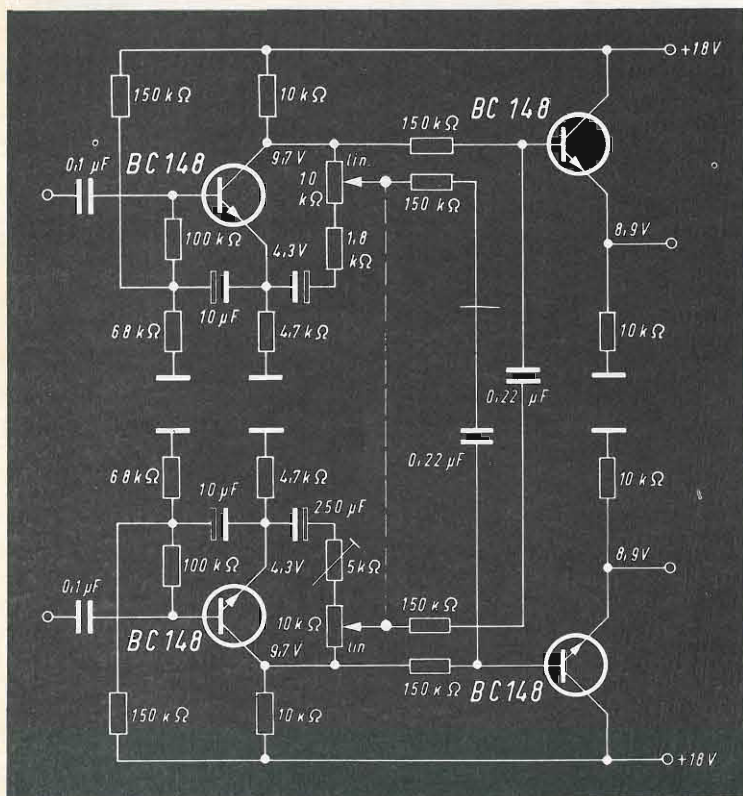



Fig. 30 - Circuito per la regolazione della distanza-base degli altoparlanti. Amplificazione di tensione A = 1.

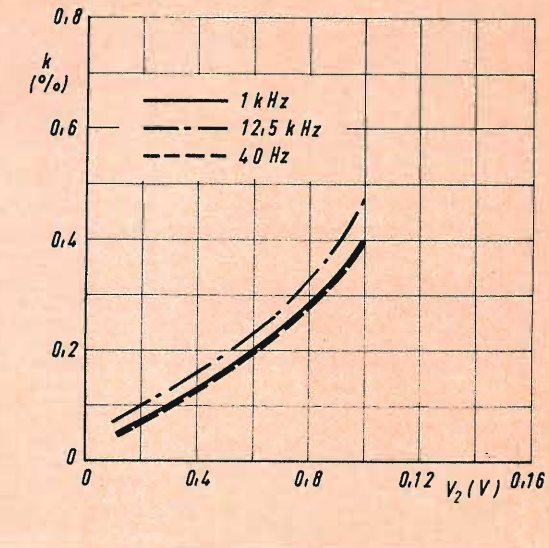
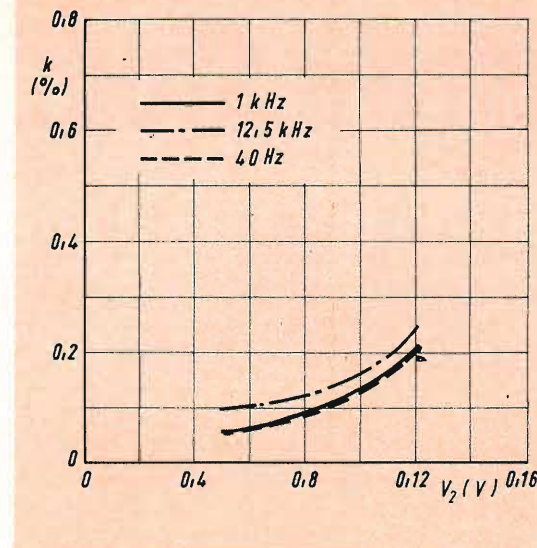



Fig. 31 - Fattore di distorsione del circuito di fig. 29 (a sinistra) e del circuito di fig. 30 (a destra).

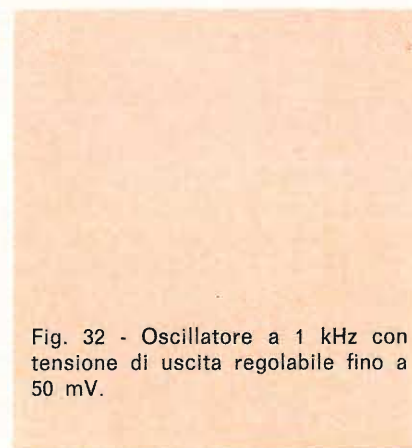
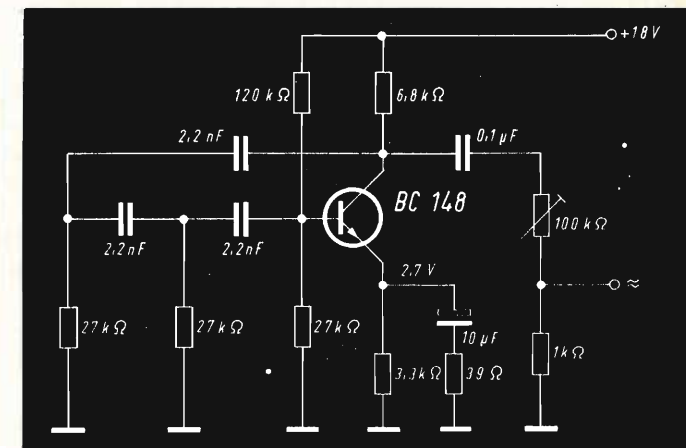



Fig. 32 - Oscillatore a 1 kHz con tensione di uscita regolabile fino a 50 mV.

zione della tensione del segnale dell'altro canale.

I circuiti della distanza-base possono essere regolati in maniera da avere un cross-over equa-fase del 100% (corrispondente al funzionamento mono) ed un cross-over in opposizione di fase del 24%. Un cross-over in opposizione di fase più intenso non è desiderabile per il fatto che si verrebbe a perdere l'effetto stereo.

La tabella 3 riporta i dati costruttivi dei due circuiti.

Nella fig. 31 sono riportate le curve del fattore di distorsione dei due circuiti. Si vede come il circuito di fig. 29 (A = 0,5) a parità di fattore di distorsione è in grado di fornire un segnale quattro volte più elevato.

Oscillatore di prova a 1 kHz

La fig. 32 riporta un circuito di un semplice generatore di segnali con frequenza di 1 kHz e con il livello della tensione di uscita regolabile fino a 50 mV. Il fattore di distorsione dipende dall'amplificazione di corrente del transistore e oscilla tra k = 1% e k = 10%.

L. C.

BASSA FREQUENZA

AMPLIFICATORE DA 30 W

Con i transistori NPN di potenza al silicio è possibile realizzare amplificatori B.F. con potenza di uscita elevata (circa 27 W con segnale sinusoidale continuo). Nello stadio pilota complementare di questo amplificatore sono stati impiegati i transistori NPN BFY 50 ed il transistore PNP 2N2904A.

Descrizione del circuito

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore. Il transistore « di sopra » e cioè il 2N3055 lavora, come il BFY 50, in un circuito con collettore comune. Insieme questi due transistori formano un amplificatore Darlington. Il transistore « di sotto », e cioè ancora un 2N3055 lavora in un circuito con emettitore comune ed è pilotato dal transistore PNP 2N2904A, anch'esso montato in un circuito con emettitore comune. Il transistore T7 (BC 108) provvede alla stabilizzazione delle correnti di riposo nel caso di fluttuazioni della tensione di alimentazione o variazioni della temperatura. Man mano che aumenta la temperatura dell'ambiente aumenta anche la corrente di collettore di T7. Come conseguenza si ha una diminuzione della caduta di tensione nel transistore T7 (diminuzione della tensione collettore-emettitore). In questa maniera, all'aumentare della temperatura la corrente di riposo dei transistori finali viene automaticamente riportata al valore nominale.

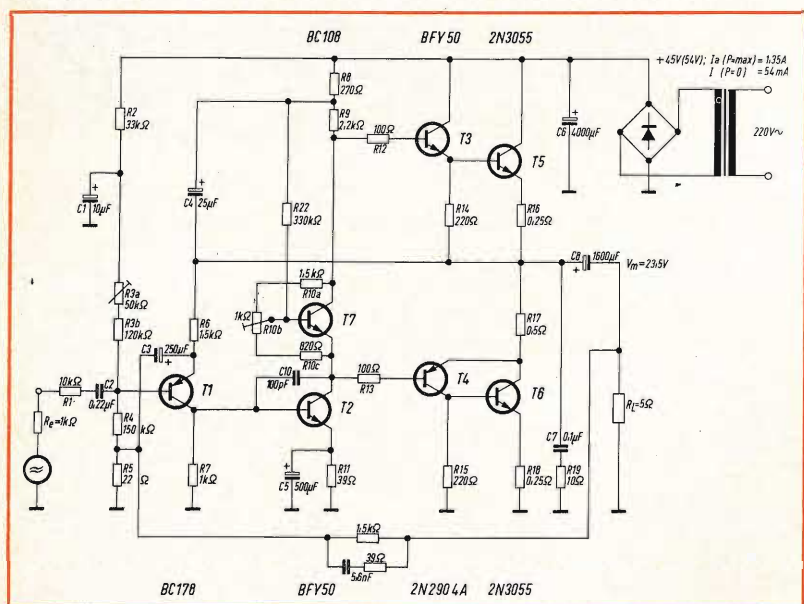



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore da 30 W.

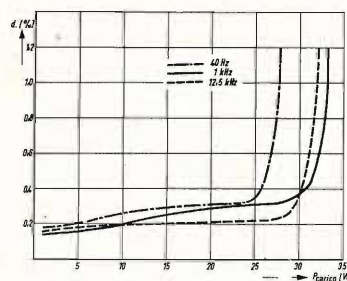



Fig. 2 - Distorsione in funzione della potenza di uscita a tre diversi valori di frequenza. d = f (P carico).

Quando invece si ha una variazione della tensione di alimentazione la corrente di polarizzazione di T7 si abbassa tendendo a mantenere costante la caduta ai capi di T7 provocata dalla corrente del pilota (T2). Con ciò si tende a mantenere inalterata la corrente di polarizzazione degli stadi finali.

Le correnti di riposo ammontano a 40 mA nello stadio finale e a 5 mA nello stadio invertitore di fase. Sono state così dimensionate allo scopo di mantenere più basse possibile le distorsioni dovute a sovraccarico.

La combinazione RC R19-C7 serve a neutralizzare la tendenza dell'amplificatore ad entrare in oscillazione alle alte frequenze. La controreazione, comprendente tutta la catena di amplificazione, viene attuata mediante la rete R20, R21, C9 e R6. Affinché questa controreazione totale sia la maggiore possibile è necessario che la controreazione parziale prodotta da R5 nello stadio d'ingresso abbia un valore molto basso.

La combinazione R21-C9 produce alle frequenze elevate (al di sopra di 20 kHz) una più intensa controreazione che impedisce l'insorgere a queste frequenze di una corrente diretta nei transistori T5 e T6.

Il resistore R6 consente di ottenere una controreazione in corrente continua che serve a stabilizzare il **punto di metà** della tensione.

La tensione di alimentazione viene fornita da un alimentatore non stabilizzato.

Fig. 3 - Potenza in funzione della frequenza. P carico = f (f). d = costante = 1%.

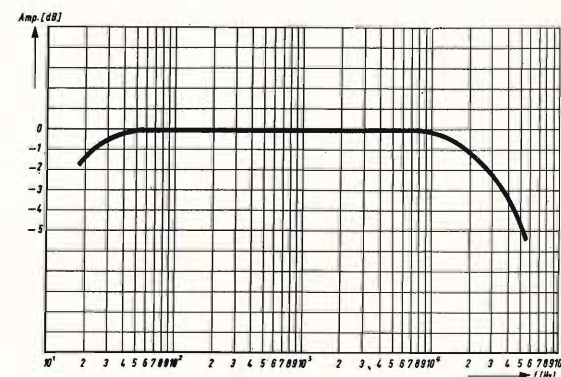



Fig. 4 - Amplificazione in funzione della frequenza. A = f (f).

Risultati delle misure

Tensione di alimentazione,	
non stabilizzata	**45 V**
(senza segnale)	**54 V**
Assorbimento di corrente a P_L massima	**1,35 A**
Impedenza dell'altoparlante	**5 Ω**
Potenza di uscita con d = 1%	
Con segnale sinusoidale	**33,5 W**
Con segnale di musica	**40 W**
P_L massima	**410 mV**
Resistenza d'ingresso	**150 kΩ**
Resistenza d'uscita	**0,1 Ω**

(Da « A. I. Philips-Valvo »)

COME CONSERVARE I NASTRI MAGNETICI

REGISTRAZIONE

In questo articolo riportiamo alcuni accorgimenti che permetteranno di eliminare i difetti più comuni che si possono incontrare sui nastri magnetici e alcuni consigli che permetteranno di ottenere una migliore conservazione nel tempo.

Durante l'ascolto di registrazioni effettuate con apparecchi di buona qualità e professionali, si sarà spesso notato il fenomeno di trasferimento del segnale registrato da uno strato considerato su un altro strato ad esso adiacente che si manifesta durante l'avvolgimento del nastro. Questo particolare fenomeno si manifesta in modo particolare con i registratori di classe, perchè su quelli di tipo commerciale, il trasferimento passa quasi sempre inosservato in quanto viene confuso con il rumore di fondo dell'apparecchio.

In fig. 1 abbiamo riportato in modo schematico un nastro magnetico che viene registrato per mezzo della testina di registrazione H; su questo nastro registriamo nel tratto B tre « pezzi ».

In fig. 2, abbiamo riportato un esempio di come appare il nastro avvolto sulla bobina di avvolgimento, cioè dopo essere stato registrato; naturalmente la posizione B del nastro è quella che porta il segnale di registrazione più forte.

Durante la riproduzione il tratto C del nastro passerà davanti alla testina di riproduzione dopo il tratto B che porta il vero segnale. La riproduzione del segnale trasferito sul tratto C darà come effetto una leggera eco rispetto al segnale vero e proprio presente sul tratto B; per quanto riguarda il segnale presente nel tratto A, può essere considerato come inesistente.

In fig. 3, si può vedere lo stesso nastro magnetico, ma questa volta riavvolto sulla bobina di svolgimento. Questa è la posizione più naturale del nastro in quanto la bobina è pronta per essere riprodotta. Si ha così il fenomeno inverso; durante la riproduzione il tratto A del nastro passa davanti alla testina di riproduzione prima del tratto B provocando così la riproduzione di un segnale che precede lo stesso segnale principale. Al contrario di quanto succedeva prima, questo provoca un effetto spiacevole nell'ascoltatore, mentre la « leggera eco » del caso precedente poteva anche essere gradevole all'orecchio.

Questo fenomeno di trasferimento del segnale non si produce istantaneamente ma durante la conservazione delle bobine registrate. Per ovviare a questo spiacevole inconveniente è consigliabile di lasciare il nastro registrato avvolto sulla bobina di

avvolgimento in modo che il nastro si trovi nella posizione di fig. 2. Così facendo si deve riavvolgere la bobina immediatamente prima del suo ascolto e al termine lasciarla avvolta sulla bobina di avvolgimento.

bobina di svolgimento, siccome questa operazione viene fatta a velocità maggiore, il nastro tende ad ondeggiare e di conseguenza l'avvolgimento non è più serrato e regolare. Conservando il nastro così avvolto per un periodo di tempo lungo, si

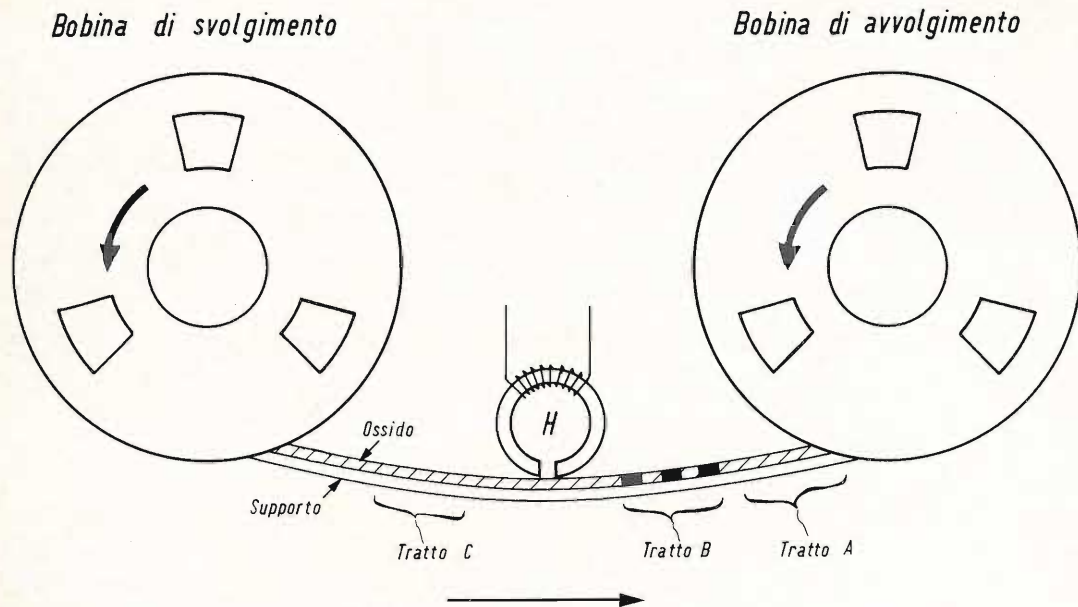



Fig. 1 - Esempio schematico di un nastro magnetico registrato dalla testina H. La freccia indica il senso di svolgimento del nastro, sia in registrazione che in riproduzione.

A questo punto bisogna ricordare che il fenomeno di trasferimento è strettamente legato alla qualità dell'ossido magnetico che viene depositato sul nastro. I fabbricanti di nastri magnetici hanno studiato dei tipi particolari di ossidi che hanno permesso di ridurre il più possibile l'effetto di trasferimento e allo stesso tempo il nastro ha conservato una buona sensibilità in registrazione. Durante la registrazione si deve fare molta attenzione anche al valore più conveniente della corrente di premagnetizzazione.

Un altro vantaggio dell'avvolgimento del nastro sulla bobina di avvolgimento è quello della migliore conservazione, questa volta, meccanica. Questo è dovuto al fatto che sulla bobina di avvolgimento, il nastro viene avvolto, sia durante la registrazione che la riproduzione, con velocità uniforme, in modo regolare e in strati ben serrati. Riavvolgendo invece il nastro sulla

può verificare la curvatura e la deformazione del supporto.

Riportiamo ora qualche consiglio pratico sul metodo migliore di conservare i nastri magnetici per un tempo indeterminato.

1 - Riporre sempre le bobine negli appositi contenitori che vengono dati in corredo all'atto dell'acquisto del nastro; questi contenitori impediscono la deformazione dei supporti della bobina e allo stesso tempo proteggono il nastro dalla polvere, dall'umidità, e da altri agenti esterni.

2 - Fare attenzione a non esporre i nastri registrati all'azione di un campo magnetico anche di valore poco elevato, perchè potrebbe alterarne il buon funzionamento. La qualità del nastro può restare buona per parecchio tempo se non viene sottoposto all'azione di un campo magnetico. Ricordiamo ancora che l'azione di un campo magnetico può portare: all'effetto

del trasferimento di cui si è parlato in precedenza, alla cancellazione completa o di una parte della registrazione.

A questo punto dobbiamo ricordare che il campo magnetico può essere provocato

ambiente con una temperatura di 15-25 °C e una umidità relativa del 40÷60%. Per quanto riguarda il controllo della temperatura, non vi sono difficoltà perchè può essere effettuato con un termometro normale, mentre per il controllo dell'umidità

Fig. 2 - Posizione dei vari tratti di nastro sulla bobina di avvolgimento.

Fig. 3 - Posizione dei vari tratti di nastro sulla bobina di svolgimento.

dai magneti degli altoparlanti, da serrature magnetiche di armadi metallici e da tutto ciò che comporta un magnete.

3 - È buona norma far girare periodicamente i nastri per constatare il loro stato di conservazione e verificare lo stato delle eventuali giunzioni effettuate in precedenza.

4 - Scelta del materiale di cui è fatto il supporto del nastro e del luogo in cui vanno conservati i nastri. Il primo punto è particolarmente importante, perchè lasciando i nastri in un ambiente dove vi sia un basso valore di umidità relativa e allo stesso tempo una temperatura elevata, si può verificare l'evaporazione di alcuni agenti di plastica presenti nell'acetato di cellulosa rendendo così il supporto molto fragile. Utilizzando il nastro di poliestere questi inconvenienti sono del tutto eliminati. È consigliabile per questo motivo, utilizzare i nastri di poliestere in quanto hanno una durata illimitata e sono più resistenti alle variazioni di temperatura e di umidità dei nastri di acetato di cellulosa.

5 - Condizioni ideali di conservazione. I nastri dovrebbero essere conservati in un

la cosa si complica. Anche per questa ragione, è sconsigliabile utilizzare dei prodotti essicatori o al contrario umidificatori in quanto la loro azione non può essere tenuta sotto controllo.

Quando si è tenuto il nastro in condizioni non ideali per un tempo piuttosto lungo, è consigliabile, prima di usarlo, lasciarlo per diverso tempo in un ambiente che abbia le condizioni particolari sopra citate.

6 - È essenziale tenere anche il registratore in buono stato. Quindi è consiglabile pulire periodicamente le testine sia di riproduzione che di registrazione, le guide per il nastro magnetico, i pattini pressori, le pulegge di trascinamento e in generale tutte le parti meccaniche in contatto con il nastro magnetico.

Come è facile constatare la buona conservazione di un nastro magnetico è legata a molti fattori, tenendo conto di tutte queste considerazioni, si assicurerà ai nastri una durata maggiore e una migliore qualità di riproduzione.

(Da « Le Haut-Parleur » 6704)

sistema di calcolo attuato per mezzo di grafici

Con questo articolo vogliamo aiutare i nostri lettori nel loro lavoro cercando di semplificare i loro calcoli per mezzo di grafici che permettono, una volta capito il loro funzionamento, di ottenere i risultati voluti in breve tempo.

Come primo esempio ci occuperemo del collegamento in parallelo di una resistenza ohmica e di una reattanza.

Sebbene il collegamento di queste due untà sia molto semplice, è invece molto difficile la spiegazione del fenomeno. La costruzione si esegue su un sistema di coordinate sul quale sono riportate la resistenza verso destra, la reattanza induttiva $X_L = \omega L$ verso l'alto e la reattanza capacitiva $X_c = 1/\omega C$ verso il basso come si può vedere in fig. 1.

Collegamento in parallelo di un'induttanza e di una resistenza (fig. 2).

Sul sistema di coordinate portare X_L verso l'alto e il valore di R orizzontalmente verso destra.

Congiungere i due punti con una retta.

Questa retta indica:

$$(R + jX_L) = \sqrt{R^2 + X^2_L}$$

Si rappresenta quindi la resistenza dell'induttanza con jX_L per indicare il fattore che è in anticipo di 90° rispetto alla resistenza ohmica.

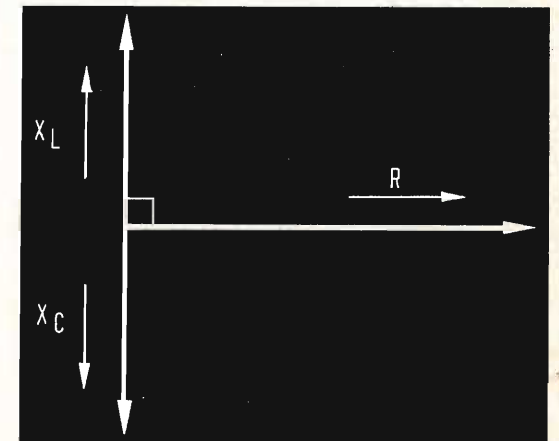



Fig. 1 - Rappresentazione grafica su un sistema di assi della reattanza induttiva e capacitiva.

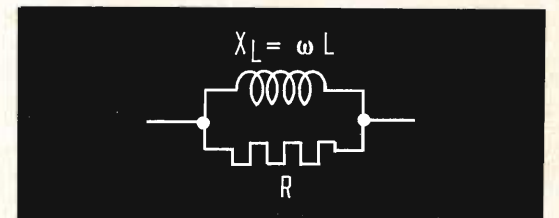



Fig. 2 - Collegamento in parallelo di un'induttanza e di una resistenza.

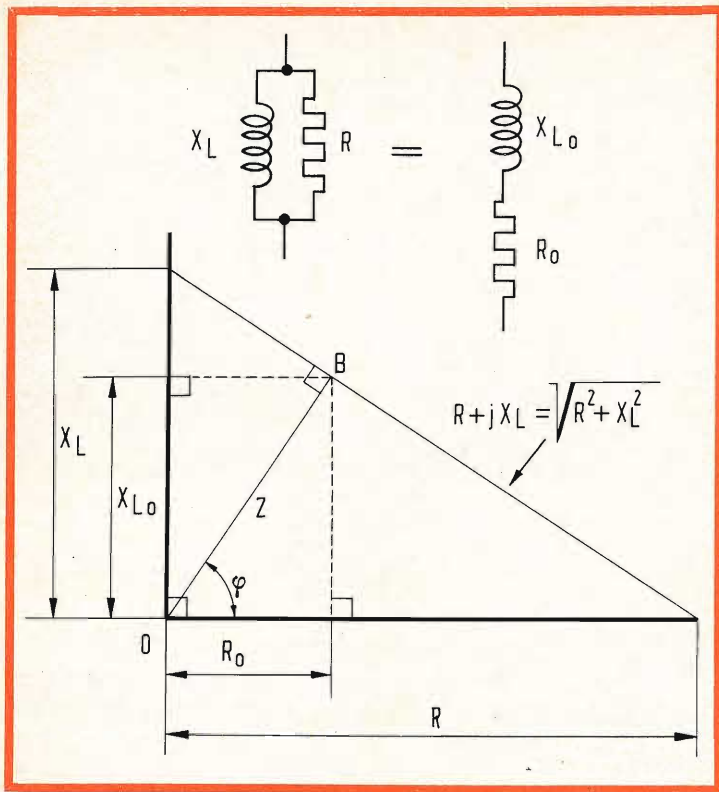



Fig. 3 - Determinazione del valore dell'impedenza con R e X_L noti.

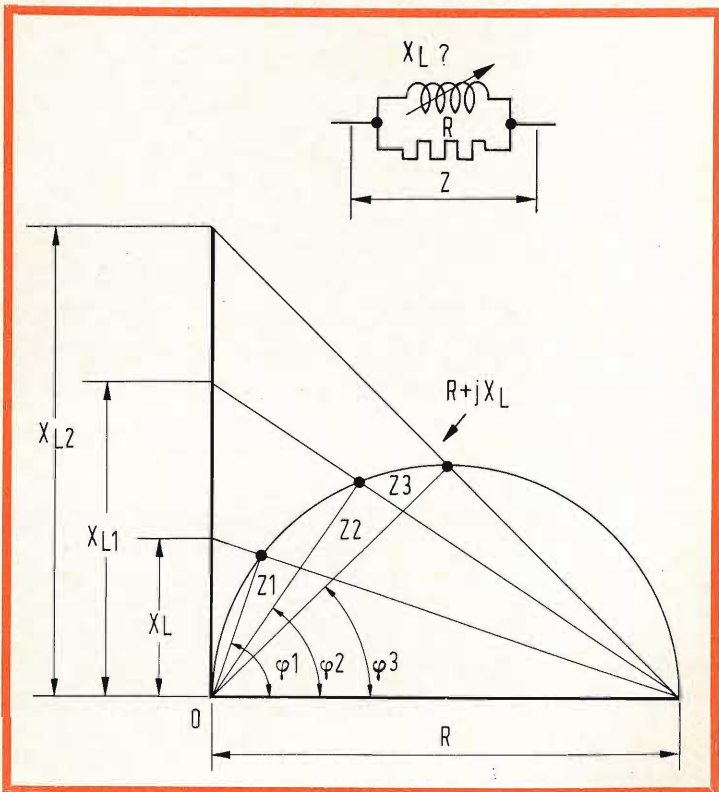



Fig. 4 - Determinazione di diversi valori di X_L, col metodo dell'angolo di sfasamento.

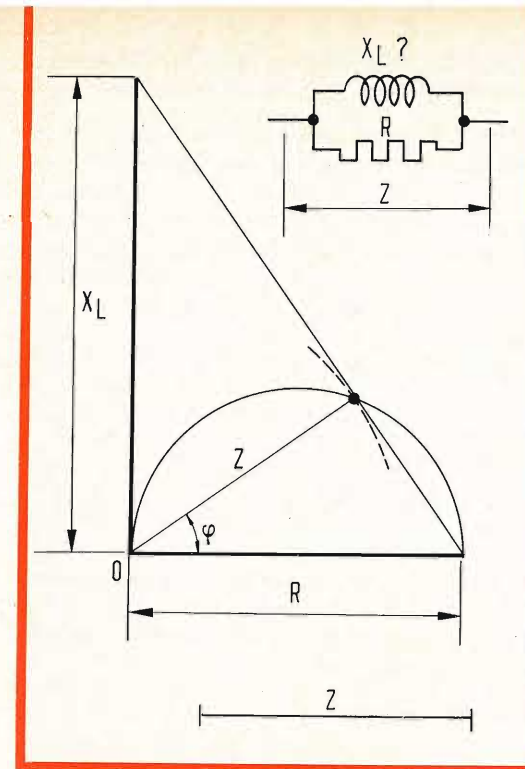



Fig. 5 - Determinazione del valore di X_L con R e Z noti.

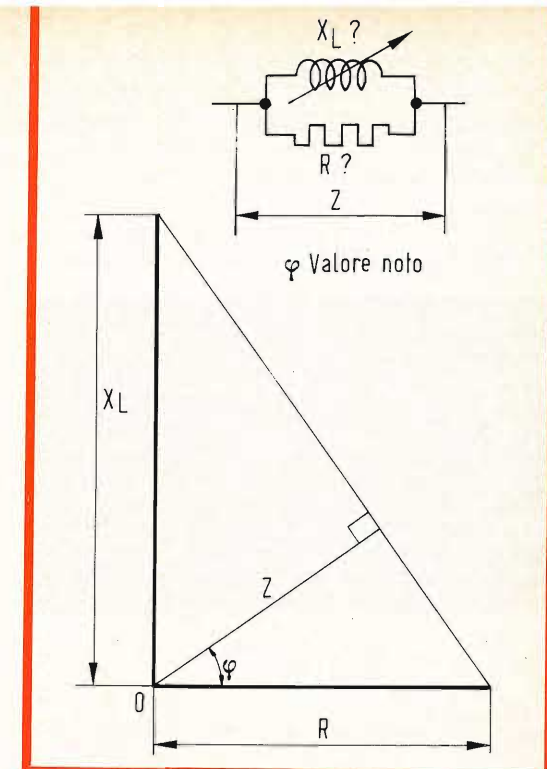



Fig. 6 - Determinazione del valore di R e di X_L con Z e φ noti.

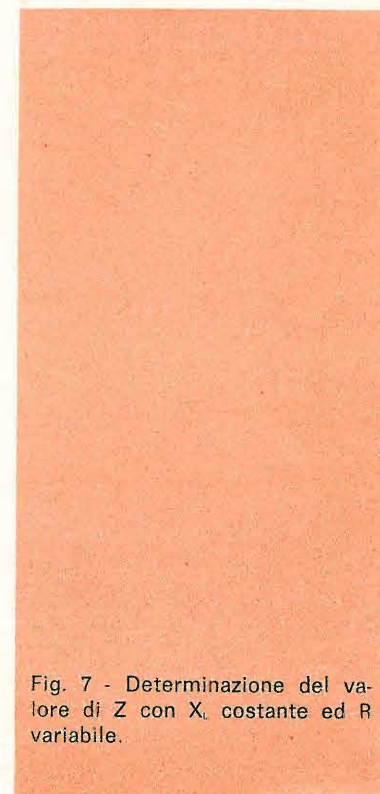



Fig. 7 - Determinazione del valore di Z con X_L costante ed R variabile.

La linea perpendicolare abbassata dal punto O dell'angolo retto sulla linea obliqua sarà chiamata Z (fig. 3), lo sfasamento è dato dall'angolo φ. In questa figura si possono abbassare due linee perpendicolari dal punto B (su X_L e su R). Il tratto R_o e quello X_{LO} indica quella resistenza ohmica R_o collegata in serie con la reattanza induttiva X_{LO}, che presenta lo stesso effetto del collegamento in parallelo di X_L e di R.

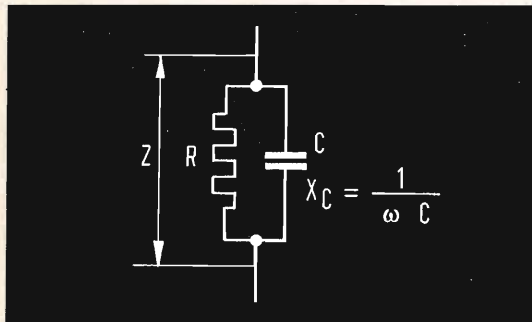



Fig. 8 - Collegamento in parallelo di una resistenza e di un condensatore.

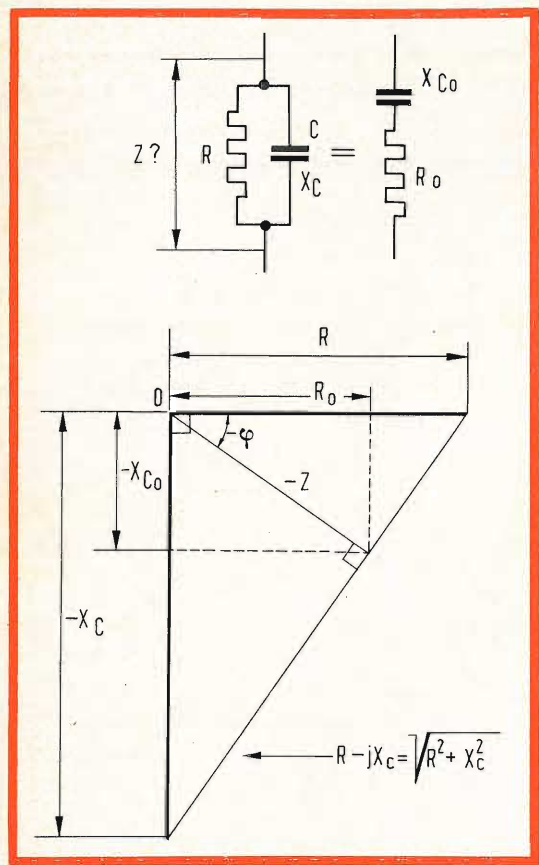



Fig. 9 - Determinazione del valore dell'impedenza con R e X_c noti.

Vediamo ora cosa succede quando il valore di R è costante e quello di L o della frequenza sono variabili. Se si disegna la fig. 3 per diversi valori di X_L si constaterà che tutti i punti di Z verranno a trovarsi su un semicerchio avente come diametro il valore di R. (fig. 4).

Per esempio tenendo costante il valore di R e con un valore di Z determinato si potrà trovare facilmente il valore di X_L tracciando un semicerchio sul tratto R e un altro cerchio avente il centro nel punto O e un raggio uguale al valore Z. La linea obliqua ($R + jX_L$) deve passare per il punto d'intersezione, mentre il punto d'intersezione con l'asse verticale indica il valore di X_L (fig. 5). L'angolo di sfasamento si può ricavare senza alcuna difficoltà da questa figura.

Si avrà allora:

$$X_L = 0, Z = 0$$

$$X_L = \infty, Z = R$$

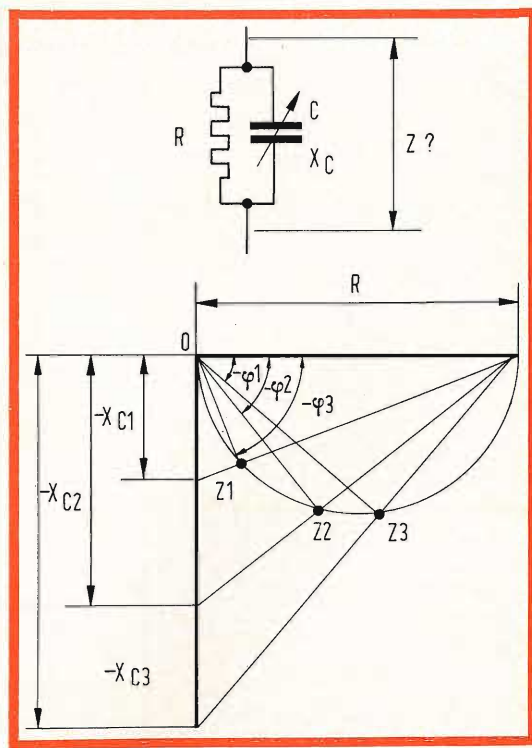



Fig. 10 - Determinazione del valore di Z con diversi valori di X_c.

Questo metodo di calcolo permette la determinazione di R e di X_L, conoscendo Z e l'angolo di sfasamento.

Nel punto d'incrocio (O) di un sistema di coordinate si tracci l'angolo φ, mentre Z viene portata alla lunghezza esatta. Da questo punto si tracci una linea in modo che formi un angolo retto. I punti di intersezione di questa linea obliqua con l'asse verticale e orizzontale danno rispettivamente i valori di X_L e di R (fig. 6). Se il valore di X_L è costante, e quello di R variabile, lo spazio geometrico per l'estremità di Z è ancora un semicerchio, tracciato però in questo caso su X_L e avente come diametro X_L (fig. 7).

I metodi di costruzione per le diverse possibilità sono analoghi a quelli descritti nel caso in cui si aveva il valore di R costante e quello di X_L variabile.

Noi ci limitiamo a presentare solo quelle costruzioni che presentino qualche difficoltà.

$$R = 0, Z = 0$$

$$R = \infty, Z = X_L \text{ e } \varphi = 90°$$

Collegamento in parallelo di una capacità e di una resistenza (fig. 8).

Facciamo riferimento al caso in cui il calcolo consista nella sola determinazione del valore $-X_c$. Si deve tener presente che per un condensatore lo sfasamento avviene nel senso opposto, a quello che si aveva nel caso del collegamento in parallelo di una bobina e di una resistenza.

Per questa ragione si deve portare il valore $-X_c$ verso il basso nel sistema di coordinata usato in partenza. Per la determinazione di Z si possono effettuare le stesse operazioni di cui si è parlato prima (fig. 9). Il lato obliquo ($R - jX_c$) indica che la reattanza è in ritardo di 90° rispetto alla resistenza ohmica. Per determinare il valore di Z si deve portare il valore $-X_c$ (verso il basso) e poi R, quindi si devono congiungere questi due punti e abbassare dall'intersezione delle due linee una linea perpendicolare alla retta di unione. Questa retta determina il valore di Z.

Le linee perpendicolari tracciate da Z, determinano i valori R_o e $-X_{co}$ e possono

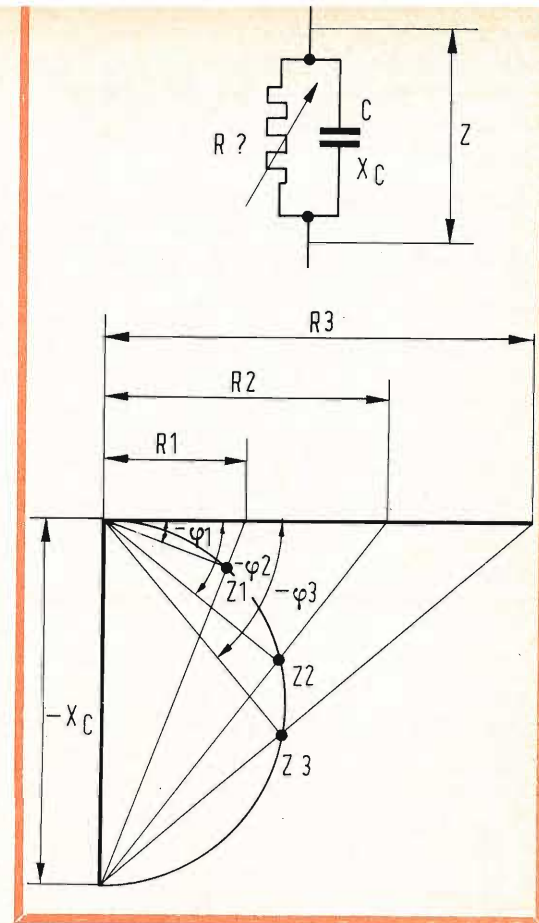



Fig. 11 - Determinazione del valore di R con X_c e Z noti.

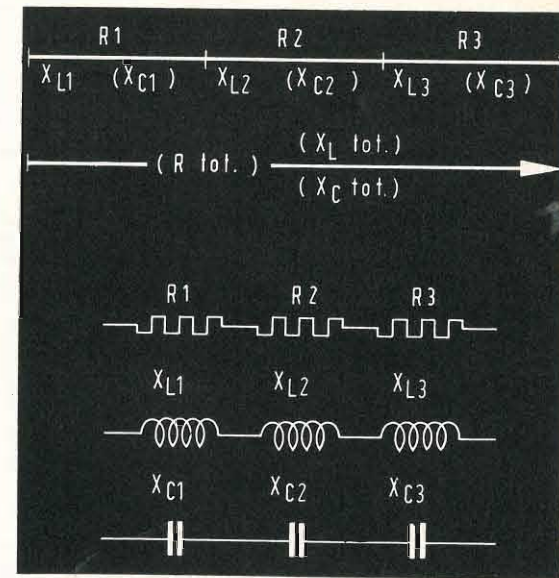



Fig. 12 - Determinazione dei valori di più resistenze, induttanze o condensatori in serie.

essere tracciati direttamente in questa figura, di modo che si possono misurare i valori per il montaggio in serie sostituendolo a quello in parallelo.

Quando la capacità C o la frequenza sono variabili, ed R è costante, lo spazio geometrico dell'estremità di Z è ancora un semicerchio tracciato sul lato inferiore di R (fig. 10).

$-X_c = 0,\ Z = 0$

$-X = \infty,\ Z = R\ e\ \varphi = 0°$

Per un valore di R variabile, lo spazio geometrico è un cerchio tracciato su $-X_C$.

Si ha allora che $Z = 0$, se $R = 0$ e se $R = \infty$, $Z = -X_C$ e $\varphi = 90°$ (fig. 11).

La costruzione degli altri diversi casi (per esempio con Z e $-X_C$ noti o Z e R noti) è facile e immediata.

Passando al calcolo del collegamento in parallelo o in serie di resistenze ohmiche, di induttanze e di capacità le cose si semplificano. Nel caso del collegamento di resistenze, i valori delle resistenze vengono semplicemente sommati. La soluzione grafica è data da una linea retta avente su una scala graduata i valori delle resistenze; la lunghezza totale corrisponde alla resistenza totale.

Un metodo simile si attua per il collegamento in serie di induttanze pure ($X_{L1} + X_{L2}$, ecc.) e di capacità pure ($X_{C1} + X_{C2}$, ecc.) come si può vedere in fig. 12.

Quando invece le resistenze, le induttanze o le capacità sono collegate in parallelo si traccia una linea orizzontale di lunghezza qualsiasi, più lunga possibile, sulla quale si innalzano delle perpendicolari alle estremità.

Una sarà di una lunghezza R_1 (rispettivamente X_{L1} o X_{C1}) e l'altra di una lunghezza R_2 (rispettivamente X_{L2} o X_{C2}); si congiunga l'estremità di R_1 con la base di R_2 e l'estremità di R_2 con la base di R_1. Si tracci poi dal punto di intersezione delle due linee una perpendicolare, la lunghezza di questa perpendicolare, dal punto d'intersezione alla base, rappresenta la resistenza equivalente per R_1 e R_2 (o rispettivamente X_{L1} e X_{L2} o X_{C1} e X_{C2}). Se si hanno più di due resistenze, si continua la costruzione nello stesso modo.

La figura 13 rappresenta la procedura per il calcolo di tre resistenze R_1, R_2 e R_3; si determina prima R_{1-2}, poi si aggiunge R_3 e si trova il valore R_{1-2-3}. La stessa costruzione si applica per X_{L1}, X_{L2}, X_{L3} o X_{C1}, X_{C2}, X_{C3}.

Fig. 13 - Determinazione dei valori di più resistenze, induttanze o condensatori in parallelo.

SEMPLICE METODO PER LA MISURA PRECISA DI IMPULSI AD ALTA TENSIONE

a cura di L. Biancoli

Nella maggior parte dei casi in cui occorre misurare con una certa precisione impulsi ad alta tensione o caratterizzati da una forte intensità di corrente, si presentano numerose difficoltà. Le misure di questo tipo vengono spesso effettuate con notevole imprecisione se si adottano i metodi che erano di comune impiego diversi anni orsono; inoltre, sebbene siano stati creati metodi più precisi, essi si basano sull'impiego di apparecchiature assai costose ed ingombranti per le normali attività di laboratorio.

Sotto questo punto di vista, con l'impiego di un trasformatore di corrente di nuova concezione per la misura delle intensità di corrente, e di un divisore capacitivo per la misura delle tensioni, peraltro assai semplici da realizzare, è possibile risolvere problemi di questo tipo. Il metodo, descritto su Electronic Design, consiste nell'accurata progettazione e taratura di un semplice dispositivo mediante il quale è possibile estendere la gamma di uno strumento preesistente, e consente di effettuare la misura assai precisa di impulsi di grande potenza, anche se di brevissima durata.

GLI INCONVENIENTI DELLE RESISTENZE

Il controllo dell'intensità di una corrente nei circuiti funzionanti ad impulsi ad alta tensione viene normalmente eseguito misurando la tensione che si presenta ai capi di una resistenza in serie al segnale, uno dei cui terminali è collegato a massa. Un esempio tipico consiste nel controllo della corrente ad impulsi in un magnetron, come nel caso illustrato alla **figura 1.**

Questo circuito è spesso di difficile realizzazione pratica, in quanto il magnetron deve essere isolato da massa, e la resistenza in serie, R, deve presentare caratteristiche eminentemente non induttive nei confronti di tutte le frequenze componenti dell'impulso che si desidera misurare.

Osservando il circuito equivalente illustrato alla **figura 2**, le difficoltà alle quali abbiamo fatto cenno risultano subito evidenti. La tensione di uscita, il cui valore è una funzione dell'intensità della corrente misurata, è data da:

$$|V(t)| = |I(t)|\,|R + \sqrt{1 + (\omega L/R)^2}$$

la quale espressione illustra che il valore di ωL deve essere piccolo rispetto a quello di R. In altre parole, l'induttanza del circuito deve avere il minimo valore possibile.

Se per osservare l'andamento di impulsi aventi una durata di 50 nanosecondi si fa uso di una resistenza del valore di 10 ohm, la sua induttanza in serie deve essere inferiore ad un centesimo di microhenry, onde evitare che la forma

Fig. 1 - Metodo della misura dell'intensità di una corrente con resistenza in serie, che risulta assai difficile a causa delle esigenze di isolamento rispetto a massa e del fatto che la resistenza deve essere di tipo non induttivo nei confronti di tutte le frequenze contenute negli impulsi.

d'onda dell'impulso eventualmente osservato su di un oscilloscopio risulti distorto. Sotto questo aspetto, l'autoinduttanza che persino un conduttore della lunghezza di due soli centimetri presenta può ammontare ad un valore compreso tra 0,02 e 0,2 microhenry, il che significa che — con un circuito così — una buona riproduzione dell'impulso risulta alquanto difficile.

Fig. 2 - Circuito equivalente del sistema di misura di cui alla figura 1: in essa si osserva che la tensione di uscita dipende dal rapporto tra l'induttanza ed il valore resistivo della resistenza impiegata.

IMPIEGO DI TRASFORMATORI DI CORRENTE A LARGA BANDA

Ricorrendo ad un semplice trasformatore di corrente, è possibile risolvere i problemi testé considerati, che derivano dall'impiego di una resistenza in serie. Il suddetto trasformatore può essere collegato dal lato « caldo » anziché dal lato massa del circuito; oltre a ciò, può essere realizzato in modo tale da riprodurre o persino da amplificare qualsiasi tipo particolare di impulso, oppure può essere del tipo a larga banda.

Sotto questo aspetto, si rammenti che gli amperometri del tipo a limitazione di cresta e le sonde adatte all'analisi di impulsi di corrente fanno uso di trasformatore di corrente, ma non sono adatti all'impiego nei confronti di impulsi ad alta tensione. Gli amperometri con dispositivo per la limitazione dei picchi sono solitamente progettati per funzionare con frequenze di rete a banda stretta; inoltre, le sonde adatte all'analisi di impulsi di corrente sono solitamente assai costose, e presentano delle limitazioni di funzionamento a tensioni di valore non superiore a 300 o 600 volt.

Il principio basilare sul quale si fonda il funzionamento del trasformatore ad impulsi di corrente è illustrato alla **figura 3.** Il flusso magnetico che sussiste intorno ad un conduttore percorso da una corrente elettrica determina delle differenze di potenziale in un avvolgimento ad esso induttivamente accoppiato. Quando quest'ultimo consta di numerose spire avvolte su di un nucleo toroidale ad elevato fattore di permeabilità, il suddetto flusso (che sussiste intorno al conduttore percorso da una corrente) viene concentrato nel nucleo toroidale, il che determina la realizzazione di un trasformatore di corrente avente un rapporto di trasformazione assai prossimo al numero delle spire dell'avvolgimento di tipo toroidale.

Un trasformatore di corrente di tipo pratico consiste sostanzialmente in un nucleo in ferrite di forma toroidale sul quale è avvolto un avvolgimento secondario, in un conduttore primario, ed in uno schermo che riduce al minimo l'accoppiamento elettrostatico, così come si può osservare alla citata figura 3. Il diametro della finestra praticata nel nucleo viene determinato principalmente dal livello della tensione di fuizionamento presente nel conduttore primario. La massima intensità del campo elettrico che si trova tra lo schermo del secondario collegato a massa ed il conduttore primario ammonta a:

$$E_{max} = V/a\,[\ln (b/a)]$$

nella quale V rappresenta la tensione di picco applicata ai capi del conduttore primario, mentre b ed a rappresentano rispettivamente il raggio interno dello schermo ed il raggio esterno del conduttore che costituisce il primario.

Il valore di E_{max} non deve superare la rigidità dielettrica del materiale isolante usato.

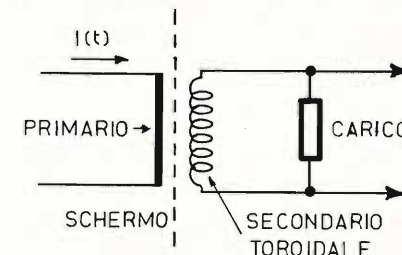



Fig. 3 - Rappresentazione schematica di un trasformatore di corrente avente un primario costituito da un conduttore singolo. Questo tipo di trasformatore può essere realizzato con un responso alla frequenza stretto o largo, a seconda delle esigenze.

CONTROLLO DEL TEMPO DI SALITA E DI QUELLO DI DISCESA

La forma d'onda della tensione di uscita fornita dal trasformatore deve essere il più possibile uguale alla forma d'onda della corrente di ingresso, che circola nel conduttore primario. Ciò premesso, il tempo di salita consentito dal trasformatore, ed il relativo tempo di discesa, che possono intervenire agli effetti del peggioramento dell'impulso riprodotto, possono essere valutati considerando il circuito equivalente, illustrato alla **figura 4.**

Per un nucleo toroidale ad alta permeabilità, il fattore di accoppiamento del trasformatore è assai prossimo al valore di 0,99, e le esigenze relative ad uno smorzamento critico (ossia tale da eliminare i fenomeni di « overshoot ») possono essere rappresentate dalla seguente espressione:

$$L_s = 0{,}4\,R_m^2\,(C_a + C_m)$$

nella quale l'induttanza secondaria L_s è espressa in microhenry mentre la capacità dell'avvolgimento C_a e la capacità del circuito di misura C_m sono espresse in picofarad.

Per un nucleo di forma toroidale, avente una sezione trasversale rappresentata dal

simbolo A, una semi-lunghezza espressa dal simbolo l ed una permeabilità media espressa dal simbolo μ abbiamo che:

$$L_s = \mu N^2 A/l$$

che fornisce i parametri del nucleo in funzione della resistenza e della capacità del circuito di misura. La caduta della tensione del segnale ad impulso è data da:

$$\text{caduta} = 100\ RT/(N^2L)\ \%$$

nella quale T rappresenta la lunghezza dell'impulso, N il rapporto delle spire, mentre R ed L rappresentano rispettivamente la resistenza equivalente del primario e la relativa induttanza.

CONTROLLO DELLA CORRENTE DI UN MAGNETRON MEDIANTE TRASFORMATORE

Recentemente è stato realizzato un esemplare tipico di trasformatore di corrente ad impulsi per impieghi di laboratorio, per il controllo della corrente di un magnetron funzionante in un circuito modulatore ad impulsi con tensione di 15.000 volt e con corrente di 10 ampère; esso è adatto ad impulsi compresi tra 0,05 e 2 microsecondi.

Il nucleo adottato a tale scopo è del tipo Philips K300502 in ferrite di tipo toroidale (con fattore di permeabilità $\mu = 2.700$), avente un diametro interno di 19 mm ed un diametro esterno di 29 mm. L'avvolgimento secondario consiste in 50 spire di conduttore di rame smaltato del diametro di 0,3 mm, ed al suddetto avvolgimento è applicato un carico costituito da una resistenza del valore di 50 ohm. Il cavo di uscita è del tipo coassiale (RG-55/U), presenta una lunghezza di 75 cm, ed è munito di uno spinotto del tipo BNC. L'intera superficie interna del supporto del nucleo, ad eccezione di un traferro dello spessore di 0,5 mm presente nel nucleo a pressione, è verniciato in argento colloidale in modo da ottenere un effetto schermante.

L'interruzione presente nello schermo impedisce che quest'ultimo costituisca una spira chiusa intorno al secondario. Infine, lo schermo del trasformatore, la calza metallica del cavo schermato di uscita, una estremità dell'avvolgimento secondario ed un contatto di massa sono tutti collegati ad un unico punto comune di massa, internamente al manico.

Quando questo dispositivo viene impiegato con un oscilloscopio avente un'impedenza di ingresso di 1 Megaohm ed una capacità in parallelo di 37 picofarad, il trasformatore fornisce una uscita di 1 volt per ampère attraverso l'apertura a finestra del nucleo.

LA DISTORSIONE DOVUTA AI PARTITORI DI TENSIONE

Normalmente, le tensioni di valore elevato vengono misurate con uno strumento di tipo convenzionale adatto a misure di tensioni inferiori, con l'aiuto di un dispositivo moltiplicatore di portata, che provvede ad introdurre un partitore di tensione, riducendo la tensione eccessivamente elevata ad un valore inferiore. Quando si tratta di misure in corrente alternata, il dispositivo moltiplicatore della portata può consistere in un trasformatore di tensione caratterizzato da un rapporto ben noto calcolato nei confronti di un'unica frequenza tra primario e secondario, rispetto sia alla tensione, sia alla corrente. Quando invece si tratta di misurare tensioni continue, è necessario ricorrere all'impiego di un partitore di tipo resistivo, sebbene i dispositivi di misura a campo elettrico siano stati di uso comune nelle applicazioni dei raggi X per numerosi anni.

I trasformatori di tensione per trasmissione di energia elettrica vengono realizzati in modo da poter funzionare soltanto con una frequenza ben determinata. Dal momento che la frequenza di funzionamento determina la caratteristica di impedenza di trasferimento, la precisione di un trasformatore di tensione dipende dalla precisione con la quale viene ottenuto il rapporto effettivo tra i numeri di spire.

Occorre però considerare che gli impulsi presentano una gamma di frequenze assai estesa: di conseguenza, quando si tratta di effettuare misure nei confronti di impulsi, occorre disporre di un responso assai più ampio nei confronti delle varie frequenze, particolarmente quando la misura deve essere effettuata nei confronti di impulsi di breve durata. Ne deriva che la determinazione del rapporto effettivo tra i numeri di spire per un trasformatore di tensione adatto al funzionamento con impulsi diventa piuttosto problematica.

Fig. 4 - Circuito equivalente del trasformatore di corrente di cui alla figura 3: sul circuito sono rappresentati anche i dati che permettono di valutare il tempo di salita e quello di discesa degli impulsi.

Un'alternativa a quanto abbiamo testé considerato può essere costituita dall'impiego di un partitore resistivo anche se si tratta di tensioni non continue: tuttavia, esistono due inconvenienti principali:

1. Un partitore adatto alla riduzione di tensioni di valore elevato può presentare dimensioni fisiche piuttosto notevoli, e ciò in quanto la massima tensione che può essere applicata ai capi di qualsiasi parte componente del partitore non deve provocare scariche elettriche o effetti corona.

2. Le capacità parassite inevitabilmente presenti rendono sovente problematica la taratura di un partitore resistivo, e provocano fenomeni di distorsione nei confronti degli impulsi di cui occorre eseguire la misura.

Il primo inconveniente può essere ovviato semplicemente collegando tra loro diverse resistenze in serie; tuttavia ciò comporta contemporaneamente un aumento della capacità parassita dell'intero dispositivo. Ciò appare evidente se si osserva la **figura 5**: in essa, le resistenze R1 ed R2 costituiscono il partitore propriamente detto, mentre C rappresenta la capacità parassita totale risultante dalla somma tra la capacità di ingresso e la capacità parassita rispetto a massa.

Se R2 presenta un valore pari approssimativamente a 10.000 ohm, e se C è la capacità parassita derivante dall'impiego di un cavo schermato del tipo Rg-55/U, della lunghezza compresa tra 6 e 7 metri, impiegato per collegare il dispositivo allo strumento per la misura di tensioni di basso valore, in tal caso il rapporto di divisione di tensione dipende dalla frequenza, per cui — con una frequenza di 15.000 hertz — il rapporto ammonta al 70% del valore che sussiste con una frequenza di 1.000 hertz.

Questa perdita nei confronti delle componenti a frequenza elevata determina una certa distorsione della forma d'onda dell'impulso misurato. Per rimediare a ciò, una soluzione consiste nel diminuire i valori di R1 e di R2: ciò — tuttavia — provoca un aumento della corrente assorbita dal partitore, per cui il rimedio comporta anche un aumento della dissipazione di potenza da parte delle resistenze che lo costituiscono.

Sono stati fatti numerosi tentativi per compensare i partitori di questo tipo, ed i partitori di tipo compensato sono stati tarati in modo da funzionare in impianti radar. Tuttavia, un partitore resistivo ben progettato è assai più complesso e costoso perché si presti agli impieghi generali di laboratorio.

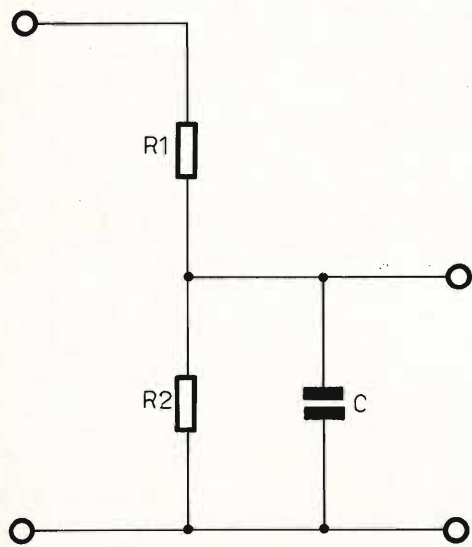



Fig. 5 - La capacità parassita inevitabilmente presente in un partitore di tipo resistivo determina delle perdite che intervengono agli effetti della distorsione degli impulsi che occorre misurare.

MAGGIORE PRECISIONE CON PARTITORI CAPACITIVI

Gli inconvenienti testé citati nei confronti dei partitori di tipo resistivo non si presentano nei confronti dei partitori di tipo capacitivo, la cui facile progettazione ha portato al loro impiego universale nelle applicazioni di misura di impulsi.

La **figura 6** illustra il circuito equivalente di un partitore capacitivo. In essa, le capacità C1 e C2 costituiscono il partitore propriamente detto: le resistenze R1 ed R2 rappresentano invece le perdite che si verificano in seno ai condensatori, mentre R_m e C_m rappresentano rispettivamente la resistenza e la capacità del circuito di uscita usato per effettuare la misura.

Per la gamma delle frequenze componenti che solitamente si riscontra nella maggior parte dei tipi di impulsi, fino alla gamma dei nanosecondi, le resistenze R1 ed R2 presentano un valore assai elevato rispetto ai valori di reattanza capacitiva dei condensatori C1 e C2. La resistenza di ingresso R_m della maggior parte degli strumenti di misura di tipo moderno per impulsi presenta solitamente un valore di diversi Megaohm. In questi casi, la capacità parassita e quella intrinseca dello strumento, C_m, influiscono in modo che può essere considerato trascurabile sul rapporto effettivo di attenuazione del dispositivo. Per impulsi il cui spettro di frequenza si trovi tra alcune centinaia di hertz e diversi milioni di hertz, il rapporto di divisione ottenuto ammonta a:

$$K = C1/(C1 + C2 + C_m)$$

e la relativa capacità di ingresso è data da:

$$C_i = C1(1 - K)$$

Le caratteristiche di progetto ideali auspicabili in un partitore di tipo capacitivo consistono nello scegliere dei valori di K e di C1 tali da ottenere il rapporto di attenuazione voluto, mentre il valore della capacità parassita di ingresso C_i viene contenuto nel minimo possibile, in modo che il partitore non eserciti alcun effetto di carico nei confronti del circuito sul quale viene compiuta la misura, ossia in modo da non alterare le caratteristiche di forma d'onda degli impulsi che si desidera misurare.

Gli esemplari uniformati per alta tensione, adatti a portate di diverse centinaia di migliaia di volt, sono attualmente basati sull'impiego di strutture completamente riempite di olio, mentre — per il normale lavoro di laboratorio, nel quale la portata è solitamente compresa da alcune migliaia ad alcune diecine di migliaia di volt — è meglio usare condensatori a vuoto.

A tale scopo, è stato realizzato un semplice divisore di tensione, adatto a funzionare su di un modulatore per radar da 15 chilovolt: l'intero dispositivo presenta un'altezza inferiore ai 12 centimetri, ed il circuito è assai simile a quello di cui alla figura 6. La capacità C2 è costituita

dalla combinazione in parallelo di un condensatore di precisione a mica del valore di 4.900 picofarad, e di un compensatore ceramico che viene regolato in modo tale da attribuire al dispositivo il rapporto di attenuazione voluto. Il suddetto rapporto di attenuazione viene tarato in modo da corrispondere a 100 ± 20, con un cavo del tipo RG-55/U della lunghezza di 1 metro. Come indicatore è possibile usare un oscilloscopio a larga banda, la cui capacità di ingresso non sia superiore a 4,99 picofarad.

Fig. 6 - Il partitore di tipo capacitivo presenta delle perdite resistive (rappresentate da R1 ed R2), e — nei confronti di segnali ad impulsi di frequenza assai elevata — tali perdite sono notevoli se vengono confrontate con le reattanze in gioco dovute ai condensatori che costituiscono il partitore.

CON UN CIRCUITO A PONTE SI OTTIENE UNA TARATURA ASSAI PRECISA

I partitori di tensione sono suscettibili di taratura in modo assai più semplice e preciso con l'aiuto delle normali scatole di resistenze e di capacità a decadi, se si fa uso di un circuito a ponte del tipo illustrato alla **figura 7.**

Naturalmente, si parte dal presupposto che il rivelatore a ponte sia un dispositivo ad ingresso bilanciato, con una resistenza di ingresso R_D ed una capacità di ingresso C_D su ciascun canale. Le scatole di resistenze R_a ed R_b, come pure le scatole di capacità C_a e C_b costituiscono il ponte. Con tali apparecchiature, per effettuare la taratura è necessario disporre di una certa gamma di frequenze di funzionamento, corrispondenti alle frequenze componenti più rilevanti degli impulsi che si desidera osservare con l'aiuto del partitore. Le tensioni V2 e V3 che vengono applicate al rivelatore sono tra loro eguali quando il ponte è in equilibrio.

I trasformatori di corrente possono essere facilmente tarati nei confronti dei livelli a bassa tensione, in quanto la loro uscita non dipende dalla tensione. Un generatore di impulsi che venga caricato con una resistenza non induttiva costituisce in tal caso il circuito di prova; il trasformatore di corrente viene usato per misurare l'intensità della corrente che circola nel carico.

Il medesimo strumento indicativo usato per misurare l'uscita del trasformatore di corrente viene usato anche per effettuare la misura della tensione applicata ai capi del carico. La taratura del trasformatore di corrente non risulta quindi dipendente dalla precisione dello strumento indicato-

re, bensì dipende esclusivamente dalla sua attitudine ad effettuare la misura di rapporti.

Gli attenuatori presenti nella maggior parte degli oscilloscopi di una certa classe consentono una discreta precisione nella suddivisione a decadi, che risulta a

colo per l'interesse che esso presenta agli effetti della possibilità di misura della tensione fornita all'anodo finale per l'alimentazione dei cinescopi, in particolare quando si tratta di cinescopi impiegati in televisori aventi uno schermo di notevoli dimensioni.

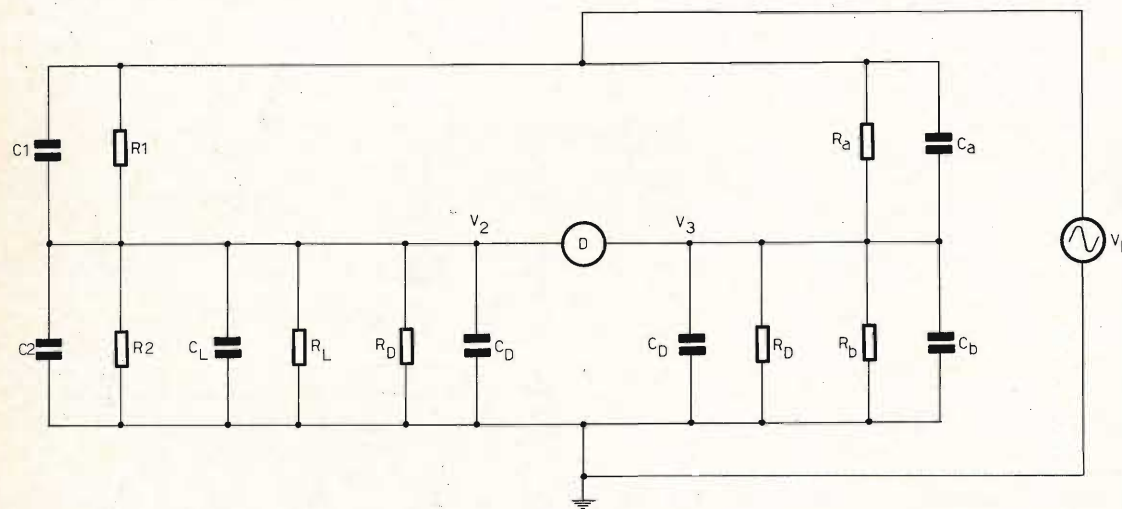



Fig. 7 - Per effettuare la taratura di un divisore di tensione è necessario ricorrere all'impiego di un circuito a ponte realizzato mediante cassette a decadi di resistenze e di capacità campioni. Per fare in modo che il partitore non alteri la forma d'onda degli impulsi misurati, la taratura viene effettuata nei confronti di una certa gamma di frequenze.

sua volta sufficiente per assicurare una taratura con precisione migliore del 5% agli effetti dell'impiego dei trasformatori funzionanti con tensioni e correnti ad impulsi.

CONCLUSIONE

I dispositivi descritti possono essere usati — come abbiamo visto — in qualsiasi tipo di impianto impiegante tensioni assai elevate. È però opportuno precisare che — dal momento che le tensioni superiori a qualche diecina di migliaia di volt sono di impiego limitato alle apparecchiature di tipo professionale, quale gli impianti radar, i generatori di raggi X, eccetera, le misure che è possibile compiere in questo campo possono interessare soltanto un numero limitato di persone. Abbiamo però voluto riportare questo arti-

Come sappiamo, la tensione pulsante applicata al suddetto anodo finale presenta solitamente una frequenza superiore a 15.000 hertz, il che può rendere vantaggioso l'impiego di questi tipi di partitori per la realizzazione di sonde da applicare in serie ai voltmetri sia di tipo convenzionale, sia di tipo elettronico, per ottenere l'estensione della portata.

In linea di massima, i tipi commerciali di sonde usati a questo scopo particolare sono esclusivamente costituiti da partitori di tipo resistivo: tuttavia, il lettore potrà ammettere che — ricorrendo all'impiego di partitore di tipo capacitivo — è certamente possibile ottenere una precisione maggiore, a patto naturalmente che vengano adottate le necessarie precauzioni, quali l'impiego di condensatori ad alto fattore di isolamento, e ad alta costante dielettrica.

EFFETTI NEI MESA-TRANSISTOR CON ELEVATA DENSITÀ DI CORRENTE

ELETTRONICA INDUSTRIALE

A causa del suo collettore ad elevato valore ohmico, il mesa-transistore presenta, con un più elevato carico di corrente, una serie di fenomeni particolari. Tali fenomeni vengono discussi e documentati con risultati di prove. Viene dimostrata la grande superiorità dei transistori realizzati in tecnica epitassiale utilizzati per impieghi con ampi segnali.

Con ciò possono ripresentarsi nuovi limiti di potenza che sono in correlazione con le variazioni di carica spaziale, in presenza di elevata densità di corrente, causate dai portatori di carica liberi.

Nel presente articolo viene trattata una serie di effetti diversi che contraddistinguono il comportamento dei mesa-transistori. Si tratta qui di effetti, che dapprima possono apparire come un disturbo del comportamento ideale dei transistori.

Tramite una graduale approfondita comprensione dei fenomeni, si trovano indicazioni per il superamento degli stessi. Nello stesso tempo procedendo coscientemente si scopre come possano essere vantaggiosamente utilizzati gli effetti disturbanti parzialmente conosciuti. Infine, tramite una nuova linea di ragionamento, viene spiegato un meccanismo che avviene all'interno della zona di carica spaziale del collettore. Non è obbiettivo di questo articolo il creare teorie, più o meno conclusive, sui mesa-transistori. Invece i diversi fenomeni, creati da un carico elevato, devono essere trattati in modo qualitativo ed in modo quantitativo poiché si rende necessaria una comprensione per un lavoro costruttivo. I risultati sperimentali sono stati ottenuti, in massima parte, in condizioni di esercizio superiori al normale campo di corrente di lavoro dei transistori utilizzati.

Quanto sopra deve chiarire gli effetti che si verificano in corrente elevata. Contrariamente al criterio usuale seguito nelle prove in alta corrente, soprattutto nei confronti del fenomeno di inerzia, il peso maggiore venne dato alle prove sui valori di piccoli segnali anziché alle caratteristiche circuitali.

Tramite una certa determinazione cartografica dei corrispondenti parametri per tutto il campo di caratteristiche viene però ottenuta una misura di grandi segnali di corrispondente valore di riferimento.

La costruzione base di un mesa-transistore è rappresentata in figura 1. Essa è caratterizzata, dapprima, da una zona di base realizzabile con uno ridottissimo spessore ottenuto grazie alla tecnica di diffusione. La zona di base è, alla destra del lato di emettitore, particolarmente a basso valore ohmico e in complesso molto drogata in confronto alla estesa zona di collettore. I contatti di emettitore e di collettore vengono ottenuti in lega sotto

forma di strisce con piccolissima superficie estesa in lunghezza. Lo strato epitassiale illustrato in figura verrà successivamente descritto.

1. Iniezione di corrente elevata

Poiché da un mesa-transistore si richiede, soprattutto, un buon funzionamento alle frequenze più elevate, bisogna mantenere molto piccola la capacità di carica spaziale dell'emettitore. Essa stà a significare un puro « shunt » sulla conduttanza diretta del diodo di emettitore, che, con frequenza in aumento, influisce sempre più pesantemente. La grandezza di questa capacità è proporzionale alla superficie di emettitore e aumenta con la radice quadrata della dotazione di base.

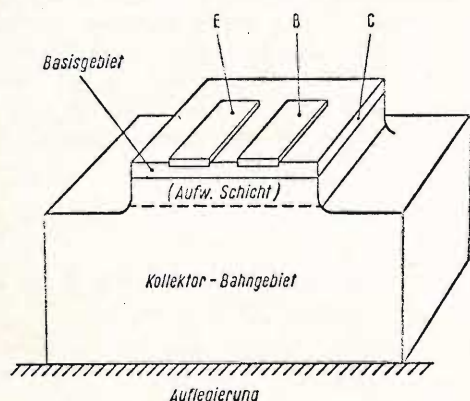



Fig. 1 - Schema del mesa-transistore.

Poiché la conduttanza diretta è proporzionale alla corrente di emettitore, per ottenere nei mesa-transistori il miglior comportamento in alta frequenza si dovrà, di primo acchito, realizzare correnti elevate con superfici di emettitore sufficientemente piccole; cioè elevate densità di corrente. Un esempio deve rendere evidente ciò: un normale mesa-transistore con una superficie di emettitore di 25 μm x x 50 μm presenterà, con una corrente di lavoro di 3 mA, una densità di corrente di 250 A/cm^2.

Un transistore di potenza in lega al germanio, per esempio l'AD 103, raggiunge, con un diametro della sferetta di circa 2,8 mm, la stessa densità di corrente solo a 15 A, cioè alla sua massima corrente di lavoro ammissibile. Vedremo in seguito che tuttavia il limite della densità di corrente ammissibile da parte del sistema del transistore vero e proprio, cioè del mesa, è maggiore, nei mesa-transistori di circa due potenze decimali.

Al contrario si verificano molto prima inconvenienti di vario genere, provocati dalla zona di collettore.

Tale zona di collettore, che nei « classici » transistori non epitassiali rappresenta la parte più grossa e nei mesa-transistori la parte meno strutturata, verrà successivamente ampiamente discussa. Tale zona è necessaria per due motivi; da una parte la tecnologia dei transistori necessita ancora in qualche modo dimensioni palpabili dell'intera fetta di germanio. Dall'altra parte si necessita di uno strato di collettore, in collegamento alla base, ad alto valore ohmico onde ottenere le ridotte capacità, necessarie per i transistori di alta frequenza, con contemporanee sufficienti tensioni inverse. Si tratta di valori della resistenza specifica che possono variare tra 0,1 e 5 ohm-centimetro a seconda dell'impiego dei transistori.

Vedremo dapprima l'influsso di questa zona vista soprattutto sotto l'aspetto di una normale resistenza in serie. Effettivamente i rapporti sono variamente complicati, poiché qui abbiamo a che fare, in realtà, con una resistenza di semi-conduttore ripartita, nella quale portatori di carica ci rendono difficile la vita sotto due aspetti. A causa della relativamente ridotta concentrazione di drogaggio, gli effetti dei portatori minoritari non possono essere trascurati come nei normali transistori di potenza in lega.

2. Effetto thyristor

Ad ogni costruttore di mesa-transistori è noto completamente un primo effetto disturbante che può essere provocato dalla zona di collettore di alto valore ohmico; anche la più ridotta reiniezione di portatori minoritari dal contatto di collegamento di collettore nella zona di transito porta molto facilmente ad una instabilità del punto di lavoro e alla conduzione del transistore, sia con correnti più elevate, con le quali la normale amplificazione di corrente α arriva nella grande vicinanza di 1 (figura 2).

Questo disturbo denominato effetto thyristor può essere evitato tramite una accuratissima realizzazione del contatto. A tale scopo si è rivelata, quale più indicata, la realizzazione di un contatto di collettore in esecuzione pp + (nel caso di transistori pnp), poiché un contatto ricombinante è molto difficile da realizzare. Dalla nota teoria dei diodi controllati, che possono essere paragonati a due transistori di tipo pnp ed npn incorporati uno nell'altro e aventi un collettore in comune, non bisogna arrivare ad approssimarsi a questa condizione.

La condizione di instabilità deve essere: $\alpha_{norm.} + \alpha_{inv.} = 1$ (1)

3. Moltiplicazione volume-collettore

Insieme alla prima fonte di instabilità creata dalla zona di transito del mesa-transistore si trova un altro fenomeno ancora più importante. con affetto finale analogo. Tale fenomeno venne studiato e chiarito da J. Early (2, 3) ed entrato nella letteratura specifica come Effetto α^* o come moltiplicazione volume-collettore. Si tratta dell'influsso della componente di corrente di campo dei portatori minoritari, nella zona di transito di collettore, sulla amplificazione di corrente α.

Tale effetto si presenta soprattutto alle temperature elevate sia che ci si riferisca alla temperatura ambiente come ad un autoriscaldamento elettrico. In seguito sostituiamo α con A, poiché noi vogliamo considerare i rapporti di corrente

$\frac{I_c}{I_e}$ e non i raoporti differenziali.

Non vogliamo soffermarci sugli influssi della corrente inversa. Esiste già, in effetti, una relazione per i semiconduttori tra concentrazione di portatori minoritari e maggioritari

$$n_{magg} \cdot n_{min} = n_i^2$$

Per il germanio esiste la teoria per n_i^2:

$$n_i^2 = 3{,}1 \cdot 10^{32} \cdot T^3 \cdot \text{esp} \left(-\frac{9{,}1 \cdot 10^3 \text{ gradi}}{T}\right) \text{gradi}^{-3}\text{cm}^{-6} \quad (1)$$

Per il silicio il valore della concentrazione di equilibrio n_i è inferiore di molte potenze decimali e un effetto α non viene, di regola, preso in considerazione.

Per germanio di valore ohmico relativamente elevato, questa relazione indica che la concentrazione di portatori minoritari può arrivare nelle immediate vicinanze della concentrazione di portatori maggioritari.

L'ultima va confrontata, nella regola, alla concentrazione di drogaggio. Per germanio p, con $\rho_c = 3\Omega$ cm vale per 100°C

circa $\frac{n_{min}}{n_{magg}} = 0{,}25$

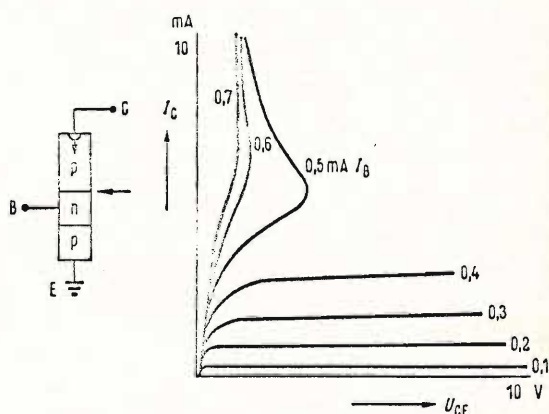



Fig. 2 - Campo di caratteristiche di uscita di un transistore difettoso con effetto di reiniezione (AFY 12).

Un calcolo sensibilmente semplificato deve dare ora solo l'influsso sull'amplificazione A_{tot}. Si ha per l'intensità di campo nella zona di transito di collettore

$$E_c = \frac{I_E \cdot A_p}{\sigma_{pc} \cdot F'}$$

in cui $I_E \cdot A_p$ rappresenta la normale corrente di collettore; A_p è il fattore di amplificazione per la corrente di lacune; F' una effettiva sezione trasversale di corrente e σ_{pc} la conduttività di lacune nella zona di transito di collettore. Questo campo porta ad una corrente di campo di elettroni nella zona di collettore.

$$I_{cn} = E_c \cdot \sigma_{nc} \cdot F'' = I_E \cdot A_p \cdot K \frac{\sigma_{nc}}{\sigma_{pc}} \quad (2)$$

(F'' = effettiva sezione trasversale di corrente per la corrente di elettroni).

La corrente totale di collettore è quindi:

$$I_c = I_{cp} + I_{cn} = I_E \cdot A_p \left(1 + k \frac{\sigma_{nc}}{\sigma_{pc}}\right) =$$

$$= I_E A_p \left(1 + k' \frac{n_{min}}{n_{magg}}\right) \qquad (3)$$

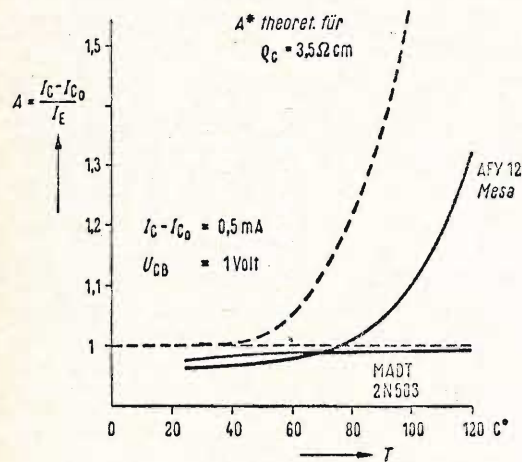



Fig. 3 - Effetto A* nel transistore mesa al germanio.

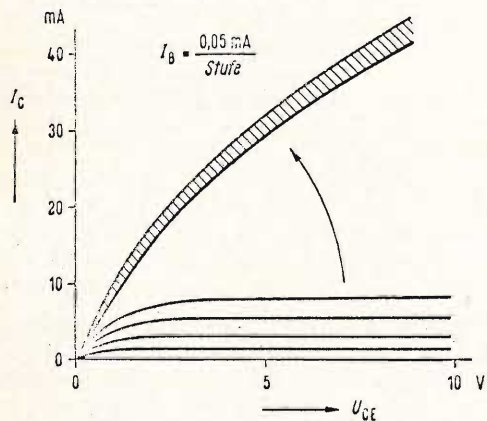



Fig. 4 - Andamento termico nel transistore di amplificazione mesa al germanio.

L'espressione tra parentesi che fornisce all'amplificazione di corrente A_p un ulteriore fattore dipendente dalla temperatura è maggiore di 1 e viene ora denominata A*

$$A^* = 1 + k' \frac{n_{min}}{n_{magg}} \qquad (4)$$

La costante k = F''/F' con un valore prossimo a 1, porta al calcolo dell'effettiva sezione trasversale di corrente, possibilmente diversa, per i due tipi di portatori. La costante k' comprende inoltre il rapporto delle mobilità dei portatori.

La figura 3 indica i valori misurati di A ed i valori calcolati di A*, per un mesa-transistore, in funzione della temperatura. Nelle grandezze di misura si è tenuto conto dell'influenza della corrente inversa dei diodi.

La analoga tendenza delle due curve è completamente convincente, sebbene la curva di misura comprenda anche la ignota dipendenza di A_p della corrente. Particolarmente significativa è la completa mancanza dell'effetto A* di un transistore con collettore a lega di basso valore ohmico, come qui in un campione MADT.

Non appena l'intera amplificazione di corrente $A = A_p \cdot A^*$ diventa uguale a 1, il transistore, collegato a base comune, perde la sua possibilità di essere comandato tramite la base e quindi conduce. La stabilità termica di transistori di questo tipo è quindi fortemente ridotta e quindi il suo calcolo, a causa dell'effetto citato, viene sensibilmente complicato (4). Un funzionamento con temperatura elevata abbisogna qui di accurati provvedimenti per la stabilizzazione, che portano ad un maggiore o minore puro pilotaggio in tensione del diodo di emettitore. Segnali di alta frequenza vengono poco influenzati dall'effetto α^*, poiché questo diminuisce rapidamente con l'aumentare della frequenza (5).

Limitazione di corrente

In figura 4 è illustrato un campo di caratteristiche del transistore collegato ad emettitore comune, provocato dallo autoriscaldamento del transistore a causa di un aumentato pilotaggio di base. Tale figura non è d'altra parte idonea ad un esame quantitativo se non si conosce esattamente l'inerzia termica del sistema e l'andamento temporaneo di corrente durante la misura. Tuttavia possiamo ricavare dalla figura alcune particolarità importanti. In primo luogo noi troviamo un reale effetto di resistenza di transito, che deve essere pure provocata dalla zona di collettore. Tramite questa viene nuovamente limitato in corrente il transistore in conduzione. Riconosciamo d'altra parte nello stesso tempo dalle curve di limitazione, dipendenti ancora dalla corrente di base, che questa resistenza di transito non ha assolutamente un valore costante indipendente dal punto di lavoro. Un andamento, della limitazione, in certo qual modo costante, ha un suo massimo nel campo delle ridottissime correnti. Una valutazione della resistenza di transito per il germanio di 3 ohm cm e per una superficie di emettitore di 30 μ m x m 70 μ m con 100 μ m di spessore della zona di transito, porta a circa 100 ohm.

Questi valori si trovano all'incirca nel nostro esempio e la pendenza iniziale della curva per transistore in conduzione corrisponde molto bene a questo valore fino ad alcuni milliampère di corrente di collettore. Per l'aumento di resistenza successivo possiamo utilizzare, a titolo di chiarimento, un fenomeno fisico.

La velocità dei portatori di carica nei semiconduttori aumenta senza limite, in forti campi elettrici, con l'intensità di campo. La relazione venne trattata dapprima teoricamente da Schockley (6) e esaminata esperimentalmente da Ryder (7). Il risultato per il germanio p è rappresentato in figura 5. Con le densità di corrente $j = vN_c q$, presenti nei mesa-transistori, arriviamo completamente nel campo critico di mobilità in diminuzione. Cosicché per i campioni da noi esaminati $\rho_c = 3\,\Omega$ cm e con superficie di iniezione di 30 μ x 70 μ m bisogna attendersi un aumento della resistenza di transito di $I_c \sim 7$mA.

Se la limitazione della densità di corrente fosse l'unica causa dell'effetto di saturazione della curva di limitazione in figura 3, tale curva dovrebbe prendere un andamento orizzontale a circa 14mA. Il vero comportamento potrebbe essere compreso meglio se chiarissimo che, con l'aumentare di I_c, la tensione inversa alla giunzione pn di collettore scende rapidamente a causa della elevata resistenza di transito, tramutandosi infine perfino in una ridotta polarizzazione di flusso. A causa di questo, i portatori di carica vengono iniettati dalla zona di base nella zona di collettore, cosicché in questo punto si ha a disposizione una elevata densità di portatori per il trasporto di corrente; cioè scende la resistenza di transito.

La curva di limitazione autoregolante viene quindi determinata da almeno due effetti agenti in contrapposizione. Anche questo fenomeno verrà ripreso sotto un altro aspetto.

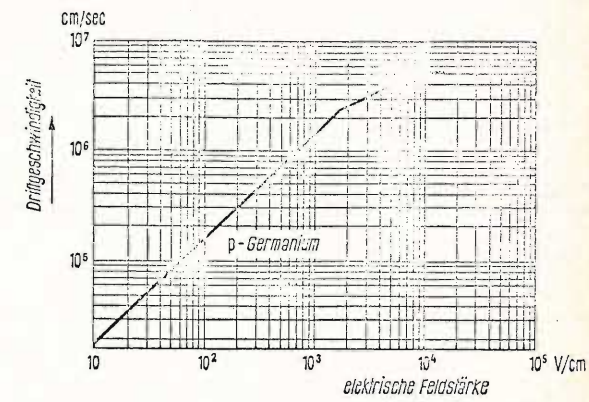



Fig. 5 - Velocità di deriva in germanio dotato p in funzione dell'intensità di campo.

4. Repressione di corrente

Una attenta osservazione dei fenomeni di corrente elevata, ci impone di mettere in discussione ora anche un altro effetto. Si tratta qui della repressione di corrente, ai limiti di emettitore (8, 9, 10), che prosegue, attraverso la base, sino alla zona di collettore dove vengono nuovamente modificati i rapporti di resistenza. Subito a destra della figura 6 è disegnato uno schema equivalente, quasi esatto, di transistore, nel quale vengono contrassegnate le singole grandezze parziali; cioè ammettenza di flusso dell'emettitore, resistenza di base, capacità di collettore e generatore di corrente. Tali grandezze vengono ripartite in forma corrispondente alla realtà.

Sotto bisogna immaginare il contatto di base adiacente al margine di emettitore e sopra la parte di emettitore più lontana dalla base.

La corrente iniettata dai singoli emettitori parziali è una funzione esponenziale della tensione di flusso giacente alle emettenze di emettitore. Poiché la ten-

sione tra base ed emettitore è fissa e i singoli rami in parallelo presentano tuttavia diverse ampie cadute di tensione alle diverse resistenze di base, nella parte più sotto dell'emettitore (più esterna) scorrerà la maggiore corrente parziale

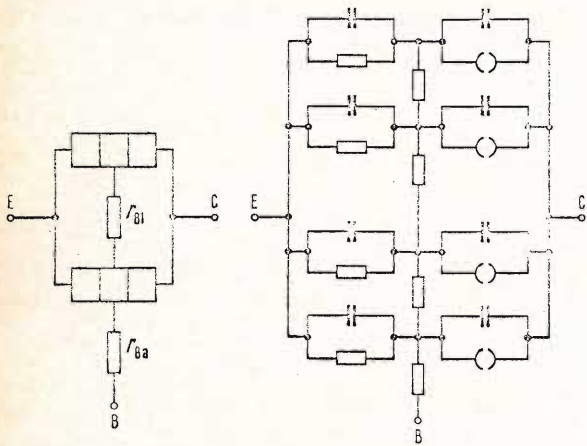



Fig. 6 - Schema equivalente per riduzione sul bordo della corrente di emettitore.

e nella parte più sopra (più interna) la minore corrente parziale. Tale riduzione di corrente proseguirà verso destra fino alla zona di transito di collettore non rappresentata nel circuito equivalente. L'immagine parziale di sinistra mostra un modello più primitivo che deve aiutarci ad una grossolana valutazione numerica dell'effetto. Accettato che le sezioni trasversali parziali F_a ed F_i del transistore parziale interno ed esterno siano uguali, si ha un semplice calcolo per il rapporto delle correnti parziali.

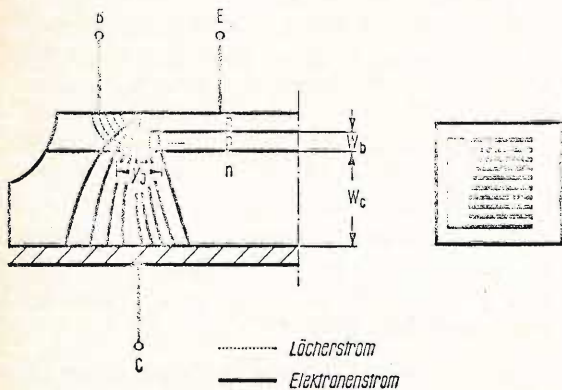



Fig. 7 - Andamento di corrente nel mesa-transistore con elevata densità di corrente.

$$\frac{I_{Ea}}{I_{Ei}} = \text{esp} \left[\frac{q}{kT} r_{Bi} (1 - A_i) I_{Ei} \right]$$

(A_i è l'amplificazione di corrente del transistore parziale interno).

Per un esempio ragionevole di calcolo con r_{Bi} = 25 ohm, A_i = 0,95 ed I_E = 10mA si ha $\frac{I_{Ea}}{I_{Ei}} = 1,25$

L'effetto appare dapprima ridotto ma diventa praticamente più rimarchevole, poiché noi abbiamo appunto scomposto grossolanamente l'intera sezione trasversale solo in due campi parziali. Possiamo in ogni caso concludere che tramite la repressione di corrente anche la limitazione di corrente nel collettore avverrà prima nelle singole zone (cioè con correnti totali inferiori) che in altre. La zona di carica spaziale di collettore non verrà quindi più uniformemente formata in tutta la intera sezione trasversale; le sue superfici di limitazione sono più superfici equipotenziali. Questo mostra chiaramente come diventerebbe difficile una rigida teoria del comportamento con corrente elevata dei mesa.

La repressione di corrente ha come effetto che la superficie di emettitore non è più così determinante come la lunghezza del bordo di emettitore alla massima corrente di esercizio. Unitamente a questo ha, d'altra parte, ancora notevole influsso lo spessore di base. Ciò è rilevabile dalla figura 7. Il percorso di corrente si avvicina al bordo di emettitore e si espande con l'aumentare della distanza anche in senso trasversale.

Più spessa è la base, più forte diventa il cono di corrente, come già ci attendevamo, prima che questa penetri nella zona di collettore ad alto valore ohmico e quindi successivamente diventi efficace l'effetto di limitazione di velocità.

Una idonea struttura di emettitore con grande lunghezza di bordo, come viene utilizzato per transistori di corrente elevata, è rappresentata a destra della figura 7. In accordo con la nostra formula si dà importanza alla conduttività trasversale di base. Ciò porta ad elevate dotazioni di base che devono essere armonizzate con le esigenze relative all'andamento di sbarramento dell'emettitore.

COSTRUIAMO UN TELEVISORE A COLORI

TELEVISIONE A COLORI

Le linee di ritardo di luminanza e di crominanza, il cinescopio a maschera forata, e lo schermo antimagnetico.

Parte III

Con quest'articolo termina la descrizione dei componenti per la realizzazione del televisore a colori. Prossimamente inizieremo la descrizione di un interessante circuito di crominanza.

Le linee di ritardo necessarie per un televisore a colori sono di due tipi. Una va inserita nell'amplificatore di luminanza e serve a ritardare di circa 0,6 ÷ 0,8 μs il relativo segnale amplificato, l'altra viene inserita nell'amplificatore di crominanza e serve a ritardare il relativo segnale di 64 μs.

La linea di ritardo inserita nell'amplificatore di luminanza è molto semplice ed è formata da un supporto speciale sul quale vengono avvolte un certo numero di spire di filo di rame. Dato il ritardo molto breve che deve dare al segnale che l'attraversa, questa linea è come si vede molto semplice e costa poco.

La linea di ritardo inserita nel canale di amplificazione del segnale di crominanza è più complessa in quanto essendo il ritardo desiderato molto lungo (64 μs circa), non è possibile realizzarla con lo stesso sistema della linea di ritardo del segnale di luminanza. Infatti, a causa della notevole lunghezza che una linea siffatta assumerebbe risulterebbe molto ingombrante e costosa. Per realizzare una tale linea si è ricorsi ad un artificio: si trasforma l'oscillazione elettrica del segnale di crominanza in un'analoga oscillazione meccanica sfruttando le note proprietà piezoelettriche di alcuni materiali. Si invia questa oscillazione meccanica in un blocco di vetro. La velocità di propagazione di questa oscillazione meccanica è molto più ridotta della velocità di propagazione dell'onda elettrica. Si riesce in questa maniera a ritardare il segnale di crominanza di 64 μs impiegando un blocchetto di vetro lungo appena 13 cm circa. L'onda elettromeccanica dopo aver attraversato il vetro deve essere ritrasformata nell'onda elettrica di partenza. Anche per far ciò si sfruttano le caratteristiche pie-

zoelettriche dello stesso materiale usato prima, solo che in questo caso il processo è inverso; prima infatti si applicava a questo materiale un'onda elettrica e questo materiale la trasformava in un'onda meccanica. Ora si applica ad un altro pezzetto di questo materiale un'onda meccanica e questo ci ridà l'onda elettrica di partenza.

Naturalmente questa doppia conversione del segnale di crominanza produce una certa attenuazione del segnale la quale viene compensata con particolari accorgimenti.

1 - LINEA DI RITARDO DEL SEGNALE DI CROMINANZA DL 1E N. G.B.C. MG/0610-00

La linea di ritardo DL 1E è prevista per l'impiego nel decodificatore PAL dei ricevitori. È formata da un blocco di vetro speciale e da due trasduttori piezoelettrici (PXE-3). Il segnale di crominanza a 4,43 MHz viene trasformato da un trasduttore in un'onda ultrasonica che, dopo aver attraversato il blocco di vetro, è riflessa

Fig. 30 - Linea di ritardo DL 1E.

dalla parte opposta e viene diretta verso il secondo trasduttore; questo la ritrasforma nella oscillazione elettrica di partenza. Per percorrere questo cammino a «V», l'onda ultrasonica impiega circa 64 µs.

La linea di ritardo DL 1E è progettata per essere montata su circuito stampato.

Caratteristiche elettriche principali

Frequenza di lavoro f_{nom}	4,433619 MHz
Tempo di ritardo alla f_{nom}	63,943 µs
Tensione picco-picco massima d'ingresso	10 V
Larghezza di banda minima a 3 dB	1,8 MHz
Resistenza della sorgente del segnale	100 Ω
Resistenza di chiusura	100 Ω
Perdite di inserzione alla f_{nom}	13 dB
Riflessioni indesiderate a 3 τ	— < 22 dB (1)
Altre riflessioni	— < 27 dB (1)
Deriva massima del tempo di ritardo (≈ τ) a 50 °C	5 ns (2)
Temperatura massima di lavoro	10 °C
Peso	310 g

(1) rispetto al segnale con 1 τ.

(2) rispetto al tempo di ritardo a 25 °C e alla f_{nom}.

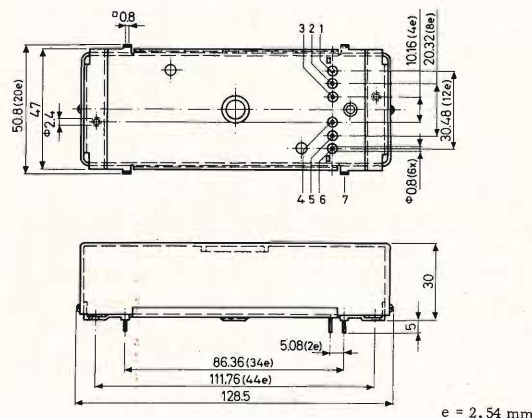



Fig. 31 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti elettrici alla linea di ritardo DL 1E.

Fig. 32 - Linea di ritardo AT 4080/01.

2 - LINEA DI RITARDO DEL SEGNALE DI LUMINANZA AT 4080/01 N. G.B.C. MG/0612-00

Questa linea ha lo scopo di ritardare il segnale di luminanza (V_Y) in modo da consentire ad esso di presentarsi sugli elettrodi del cinescopio (pilotaggio mediante segnali differenza di colore) oppure sulla matrice RGB (pilotaggio RGB) nello stesso istante in cui vi pervengono i segnali di crominanza.

Viene inserita nel canale di amplificazione del segnale di luminanza.

Caratteristiche elettriche principali

Tempo di ritardo (τ)	750 ns ± 5%
Tempo di salita	85 ns
Impedenza	1000 Ω ± 10%
Coefficiente di temperatura del tempo di ritardo	0,04% °C
Massima temperatura di lavoro	90 °C
Massima tensione continua di lavoro	75 V

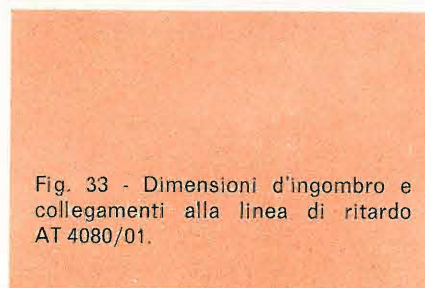



Fig. 33 - Dimensioni d'ingombro e collegamenti alla linea di ritardo AT 4080/01.

3 - CRISTALLO DI QUARZO AT 4850 N. G.B.C. QQ/0470-10

Viene impiegato nell'oscillatore locale a 4,433619 MHz.

Caratteristiche tecniche principali

Frequenza nominale	4,433619 MHz
Modo di vibrazione	in fondamentale
Accuratezza di regolaz. a 25 °C	± 40 · 10^{-6}
Spostamento di frequenza per variazione di temperature da + 20 a + 65 °C	± 30 · 10^{-6}
Resistenza equivalente in serie	< 100 Ω
Capacità in parallelo C_o	< 7 pF
Induttanza	56 mH ± 20%

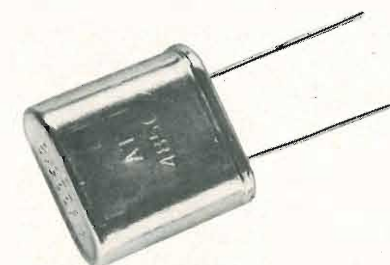
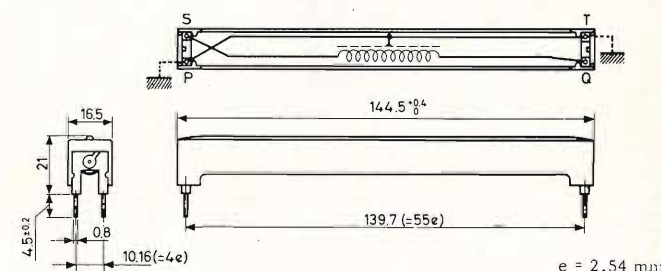



Fig. 34 - Cristallo di quarzo AT 4850.

4 - CINESCOPI A56-11X (22") N. G.B.C. ZC/3500-00 e A63-11X (25") N. G.B.C. ZC/3510-00

Questi cinescopi sono del tipo a maschera forata (shadowmask) con un sistema elettrodico a tre cannoni disposti a 120° l'uno rispetto all'altro. L'asse di ciascun cannone è leggermente inclinato verso l'asse del collo del cinescopio allo scopo di far convergere i tre fascetti di elettroni in uno stesso foro al centro della maschera (convergenza statica). La convergenza dei tre fascetti nei fori ai lati della maschera è ottenuta invece mediante una particolare predeflessione a cui vengono assoggettati i tre fascetti alla uscita dai rispettivi cannoni (convergenza dinamica).

Assicurato l'incrocio o convergenza dei tre fascetti in corrispondenza di ciascun

foro della maschera, è chiaro che ciascun fascetto che emerge da un foro andrà a colpire il suo puntino di fosforo e cioè il fascetto modulato dal segnale del verde andrà a colpire il puntino di fosforo « verde », quello modulato dal segnale del rosso andrà a colpire il puntino di fosforo « rosso » ed infine il fascetto modulato dal segnale del blu andrà a colpire il puntino di fosforo « blu ».

I puntini di fosforo sono 400.000 circa per ciascun colore, per cui sullo schermo avremo complessivamente 1.200.000 puntini di fosforo. I puntini di fosforo dei tre colori sono disposti ai vertici di minuscoli triangoli equilateri chiamati **triadi.** A ciascun foro della maschera corrisponde pertanto una triade e il numero complessivo delle triadi come pure il numero dei fori della maschera saranno 400.000.

Lo schermo di questi cinescopi è rettangolare. Entrambi sono muniti di una fascia di protezione antimplosione che rende inutile il vetro di protezione. Il tipo A56-11X ha questa fascia di protezione in posizione arretrata e consente quindi la presentazione estetica **push-through** del cinescopio. Ciascun cinescopio viene fissato al mobile mediante quattro orecchiette applicate ai quattro angoli di detta fascia.

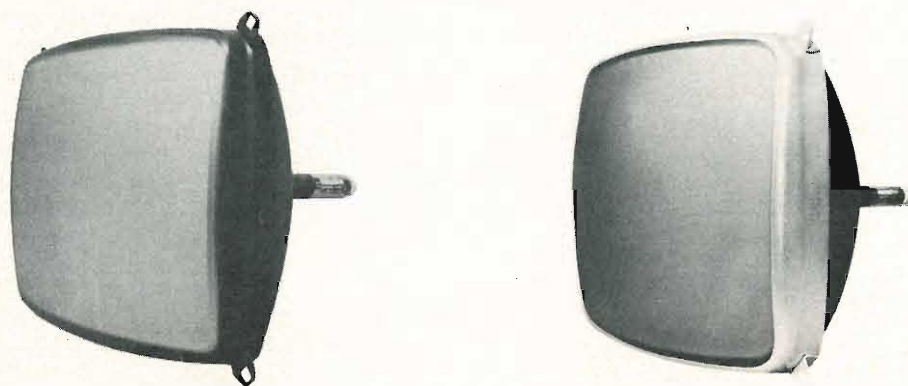



Fig. 35 - Cinescopi a maschera forata A56-11X e A63-11X.

Caratteristiche meccaniche	**A56-11X**	**A63-11X**	
Diagonale	56 (22")	63 (25")	cm
Angolo di deflessione	90	90	
Lunghezza del collo	165	165	mm
Lunghezza complessiva	448	521	mm
Caratteristiche elettriche	**A56-11X**	**A63-11X**	
Focalizzazione	elettrostatica	elettrostatica	
Deflessione	magnetica	magnetica	
Convergenza	magnetica	magnetica	
Trasmissione della luce attraverso il vetro dello schermo	53%	52,5%	
EAT	25	25	kV
Tensione di focalizzazione	4,2 ÷ 5	4,2 ÷ 5	kV
V_{g2}	210 ÷ 495	210 ÷ 495	V
V_{g1} (V_{g2} = 300 V)	—70 ÷ —140	—70 ÷ —140	V
Accensione filamento	6,3 V; 900	6,3 V; 900	mA

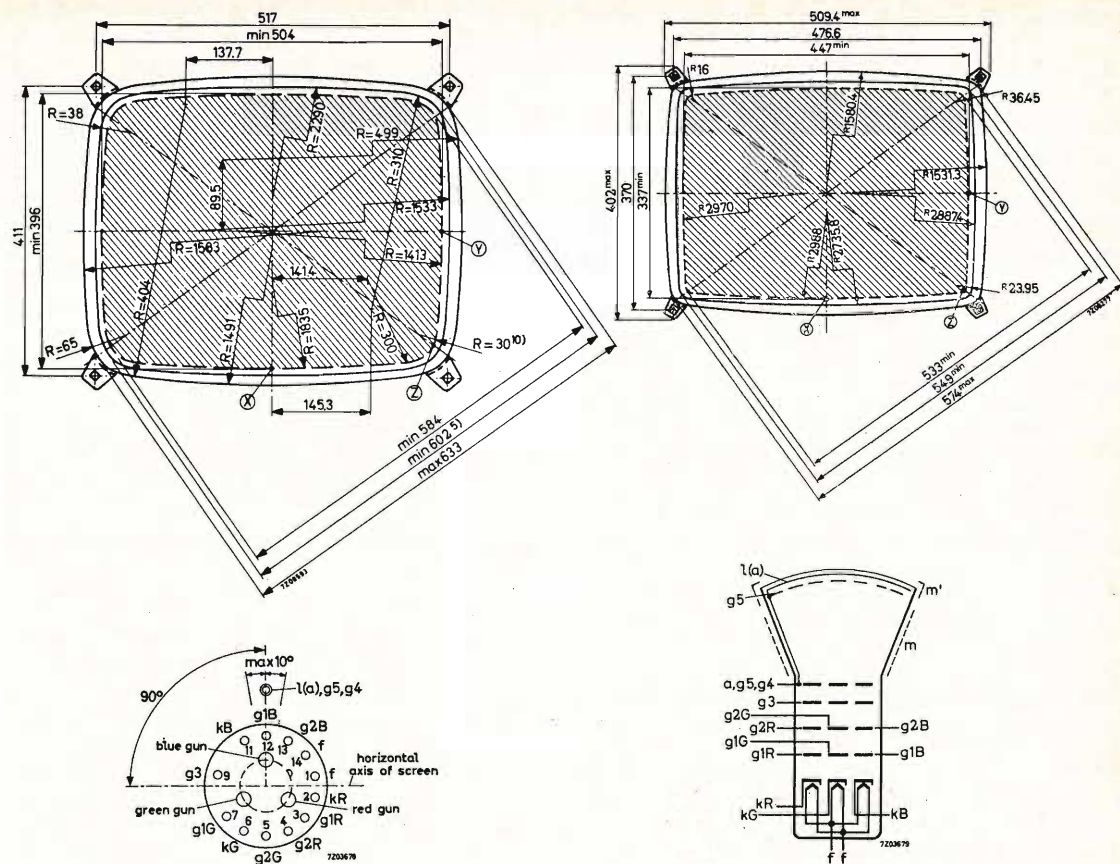
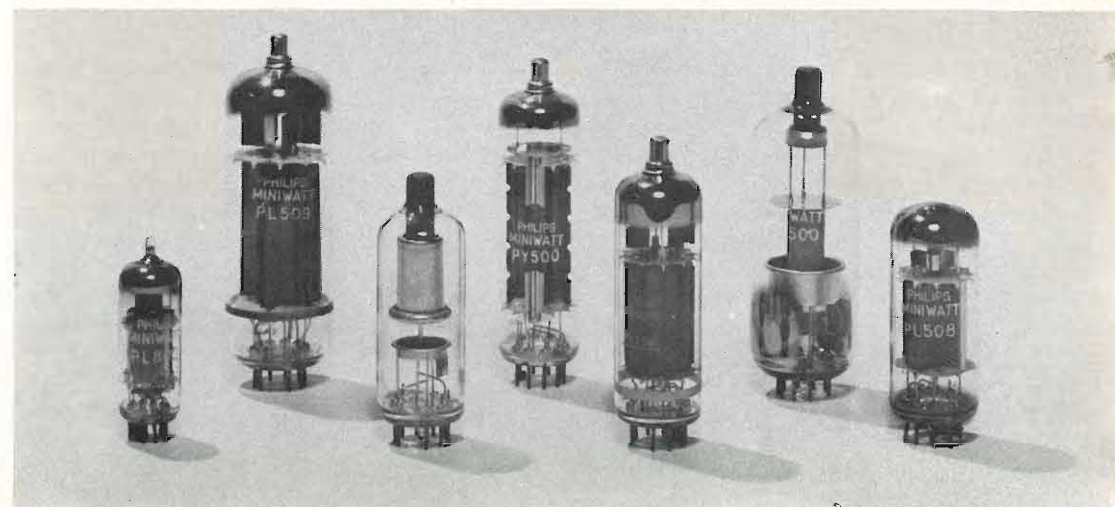



Fig. 36 - Dimensioni d'ingombro dei cinescopi A69-11X e A63-11X.

Fig. 37 - Tipiche valvole studiate per la televisione a colori.

5 - VALVOLE

Oltre ai tipi già noti ed impiegati correntemente nei televisori in bianco e nero, sono state studiate per la televisione a colori i seguenti tipi di valvole:

PL 508 - pentodo per lo stadio finale di quadro
PL 504 - pentodo per lo stadio finale di riga
PL 505 - pentodi per lo stadio finale di
PL 509 - riga o per il circuito per la generazione dell'EAT
PL 802 - pentodo per lo stadio finale di amplificazione della luminanza
PD 500 - triodo per la stabilizzazione dell'EAT
PY 500 - diodo di recupero per lo stadio finale di riga o per il circuito per la generazione dell'EAT
GY 501 - diodo per la generazione dell'EAT

Fig. 38 - Schermo magnetico per cinescopio A56-11X.

Caratteristiche tecniche principali

	PL 504	PL 508	PL 509	PL 802	PY 500	PD 500 GY 501	
Tensione filamento	27	17	40	16	42	3,15	V
Corrente filamento	300	300	300	300	300	400	mA
Tensione anodica di picco max.	7000	400	7000	300	—5600	—25	V
Corrente catodica massima	250	100	500	30	800	1,5	mA
Dissipazione anodica massima	16	12	30	6	11	—	W
Dissipazione di griglia schermo	6 (1)	3	7	2,5	—	—	W
Transcoduttanza				40			mA/V
Zoccolatura	Magnoval	Magnoval	Magnoval	Noval	Magnoval	Magnoval	
(1) Con Wa = 15 W							

6 - SCHERMI MAGNETICI PER CINESCOPI A56-11X (22') e A63-11X (25")

Il cinescopio per televisione a colori è molto sensibile ai campi magnetici esterni. Lo stesso campo magnetico terrestre può far deviare i fascetti di elettroni dalla loro traiettoria corretta. Lo spostamento del fascetto di elettroni può inoltre essere causato da campi magnetici, quali quelli prodotti da apparecchi elettrodomestici, giocattoli elettronici, magneti permanenti degli altoparlanti, flussi dispersi dei trasformatori ecc., con conseguente manifestazione di impurità nei colori e non omogeneità del bianco.

È necessario quindi annullare più che si può gli effetti prodotti da questi campi magnetici « esterni ». Ciò può essere ottenuto ricoprendo la parte conica del cinescopio mediante uno schermo magnetico. A questo schermo dovrà assere associato un circuito elettrico che dovrà provvedere a smagnetizzare tutti i componenti metallici che si trovano all'interno del cinescopio (maschera forata e cannoni elettronici) compreso lo stesso schermo magnetico. Il circuito deve essere tale da annullare gli effetti magnetizzanti provocati da variazioni dei campi magnetici esterni dovute per esempio a spostamenti del ricevitore.

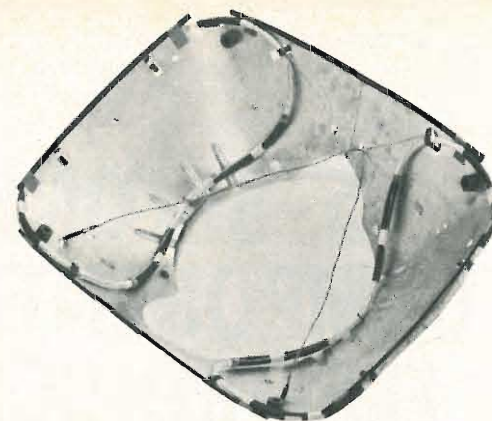



Fig. 39 - Posizione delle bobine di smagnetizzazione nello schermo magnetico.

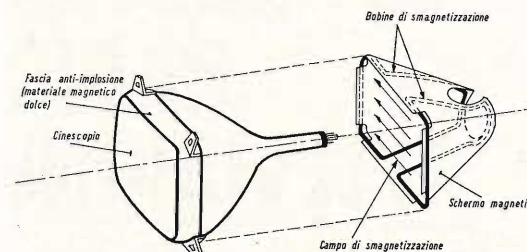
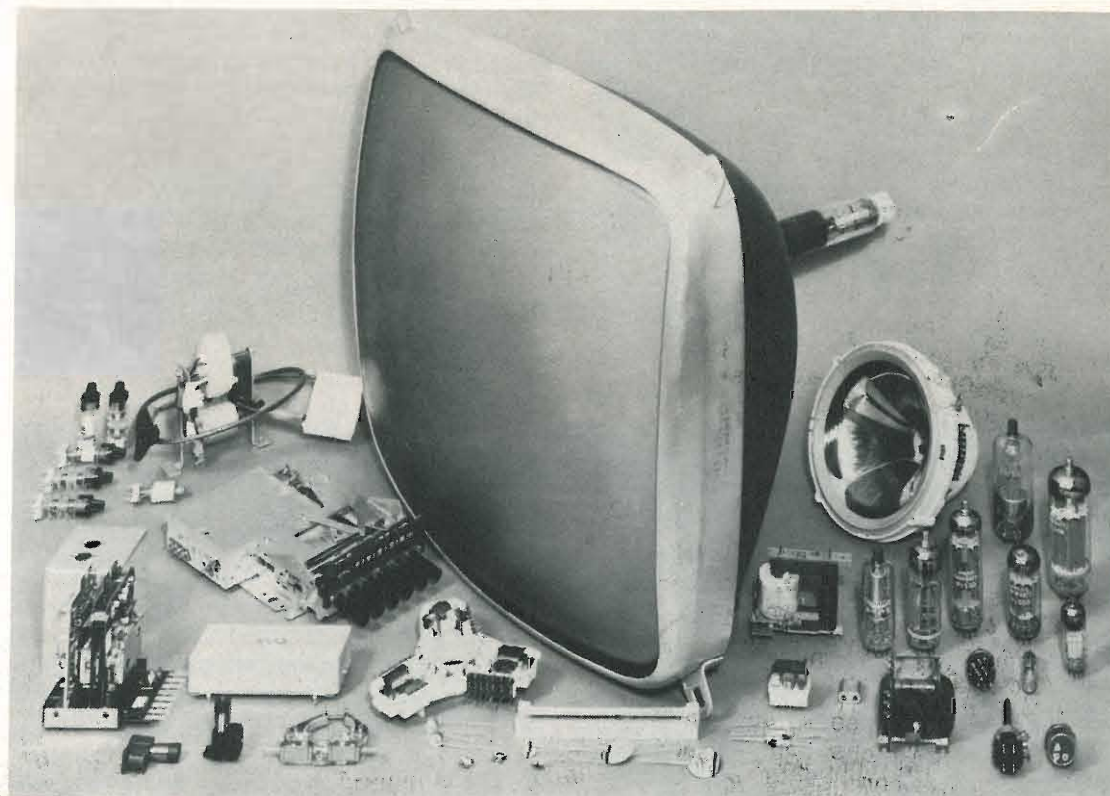



Fig. 40 - Flusso magnetico prodotto dalle bobine di smagnetizzazione poste tra l'intercapedine esistente fra l'ampolla del cinescopio e lo schermo magnetico.

Caratteristiche dello schermo magnetico 5 N7 3882 N. G.B.C. MG/0930-00

Lo schermo è formato da un foglio di acciaio laminato a freddo con spessore di 0,5 mm. Viene sagomato in maniera da ricoprire gran parte della superficie conica del cinescopio dalla quale dista circa 10 mm per consentire l'inserimento delle **bobine di smagnetizzazione.** La lunghezza dello schermo, misurata sull'asse del cinescopio, a partire dal bordo della fascia di protezione, è circa 119 mm. Il traferro tra bordo della fascia di protezione e bordo dello schermo deve avere il valore più basso possibile ($\leq$ 10 mm).

Ognuna delle due bobine di smagnetizzazione deve produrre un campo magnetico alternato decrescente avente una forza magnetomotrice di picco di circa 250 ampere-spire. Ciascuna bobina ha un diametro di 30 cm, ed è formata da 80 spire di filo di rame da 0,32 mm con una resistenza ohmica di 18 Ω. Esse devono essere collegate in serie in maniera tale che i flussi magnetici siano concordanti.

Fig. 41 - **foto sotto** - Componenti per televisione a colori. A sinistra in basso si può vedere il nuovo selettore VHF/UHF a sintonia elettronica (cioè con varicap).

SERVIZIO SPECIALE

5° SALONE COMPONENTI ELETTRONICI 33ª MOSTRA RADIO TELEVISIONE

Ci siamo mimetizzati fra i visitatori del 5° Salone dei Componenti Elettronici e della 33ª Mostra Radio Televisione svoltisi nel quartiere Fiera di Milano dall'1 all'8 settembre.
Abbiamo intavolato le classiche quattro chiacchiere con gli espositori, per raccogliere un po' di opinioni e scrivere il « pezzo » giornalistico. Ahinoi, alla fine avevamo colmato il paniere di sole lagnanze.

Che le suddette manifestazioni abbiano ottenuto successo, nessuno lo potrebbe davvero affermare, nemmeno un personaggio dall'ottimismo surreale, come « il vecchio » di una celebre novella di Andersen.

Tutti quanti se la sono presa con gli organizzatori che hanno scelto il primo settembre come data di inaugurazione.

Togliendo le fronde più pittoresche da ciò che abbiamo ascoltato, e diciamo pittoresche per eufemismo, possiamo riassumere l'opinione generale nel modo che segue.

Ci si rende conto, o no, che il calendario e le stagioni non debbono essere scordati, perché hanno un peso determinante nelle operazioni economiche?

Il primo settembre è il giorno meno indicato, di tutto il calendario, per inaugurare una mostra ristretta a operatori economici intendendo, come tali, tanto gli espositori quanto i visitatori.

Il primo settembre, per annosa consuetudine, rappresenta la data di ripresa del lavoro dopo le ferie estive, alle quali partecipano tutte le categorie di lavoratori e che involgono perciò tutte le ditte.

La ripresa, lo dice quasi la parola stessa, esige una concentrazione di energie. Era dunque il caso di affiancare, alla complessità di un risveglio, il non indifferente problema delle mostre?

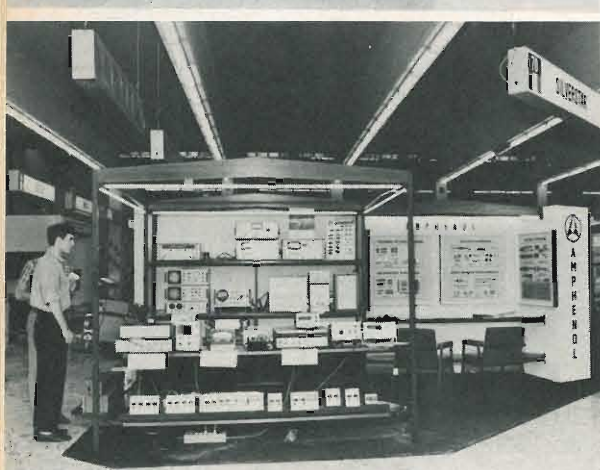
Il discorso vale principalmente per gli espositori ma riguarda anche l'affluenza dei visitatori. Una mostra nel momento stesso della ripresa è un ostacolo per tutti. Gli industriali e i commercianti sono sensibili alle manifestazioni fieristiche, perciò hanno fatto salti mortali per arrivare in tempo, passando attraverso condizioni di assoluto disagio. Unico sfogo: il mugugno.

Gli organizzatori, tutto ciò, sembra che neppure lo sappiano. Ma chi può sinceramente credersi organizzatore se ignora queste cose fondamentali? Le origini delle fiere furono dapprima i fatti naturali e stagionali come le nascite nei greggi, le tosature, i raccolti e così di seguito.

Pur se sono trascorsi migliaia di anni da quelle origini, resta immutata la formula per la quale le mostre, le fiere e i mercati servono per far conoscere le merci in un determinato luogo e in un momento accuratamente scelto. Chi non tiene conto di questi elementi — stiamo sempre riferendo opinioni raccolte — possiede una incompetenza congenita e fa la fiera delle mosche.

Ma il prodigio degli organizzatori non è finito qui. C'era anche la mostra degli elettrodomestici da allestire, e che luminosa idea è venuta? Quella di farla incominciare non contemporaneamente alle altre due dei componenti e degli apparecchi, ma tre giorni prima che queste ultime finissero.

Molti visitatori, erano interessati tanto alla radio TV elettronica quanto agli elettrodomestici, ma con quel sistema « a incastro » si è ottenuto il risultato di concentrarli tutti in soli tre giorni, costringendoli a effettuare visite affrettate e scarsamente produttive, oppure a rinunciare a uno o all'altro dei settori.

Tutte queste mostre sarebbero state produttive se effettuate insieme nel settembre inoltrato, come gli anni scorsi, a ripresa avvenuta cioè nel cuore del fatto naturale-stagionale moderno. Si è voluto cambiare senza riflettere che i cambiamenti devono avere innanzitutto una causa plausibile, e secondariamente una determinazione ragionata. Cambiare per il gusto di cambiare — abbiamo inteso dire

— è un atto di cui sarebbe stato capace anche Pulcinella, il quale tuttavia, nella sua poetica modestia, non ha mai avuto la pretesa di farsi chiamare « organizzatore ».

E non è ancora finita. La mostra radio TV doveva avere quest'anno, fra gli altri scopi, quello di fare pressione sulle decisioni delle Autorità in materia di TV colore, dimostrando che gli industriali sono già pronti per la produzione. Con quel successo a rovescio che s'è ritrovato, la pressione non ha pareggiato nemmeno quella di un palloncino. Sull'altro fronte, quello del pubblico, la TV a colori ha trovato poco più di una tiepida curiosità, anche perché è venuta a mancare totalmente un'opportuna preparazione propagandistica.

Insomma, nell'opinione generale degli espositori la manifestazione di settembre è andata assumendo l'aspetto di una « tradita e abbandonata » come certi personaggi femminili dei romanzoni dell'Ottocento che facevano sciogliere in lacrime anche le pietre dure.

Abbandonata persino dalla stampa la quale, per altro, non ha forse tutte le colpe. Da come abbiamo visto, via via, che si sono svolti i fatti, è evidente che i giornali non sono stati neppure avvisati, o non avvisati in tempo.

Il fatto è che le mostre si sono inaugurate senza l'interesse della stampa, fra il silenzio generale. Cosicché i partecipanti, cioè le ditte, hanno avuto spese e disagi e raccolto indifferenza. Il danno e le beffe.

Fra le voci ascoltate, abbiamo inteso anche il proposito di alcuni espositori di rifiutare il pagamento dei posteggi.

Per concludere, riportiamo alcuni brani del discorso pronunciato dall'Ing. Baggiani all'inaugurazione del 5° Salone Componenti e 33ª Mostra Radio TV.

Il primo riguarda la perequazione fiscale:

Gli apparecchi destinati alla radiodiffusione sopportano ancora oggi il peso di un tributo istituito quarantaquattro anni fa (RDL n. 655 - 1° maggio 1924) quale finanziamento dell'Ente concessionario cui era affidata la gestione del servizio. Tale contributo doveva essere soppresso quando l'utenza avesse raggiunto il milione di unità. Gli utenti sono oggi circa dodici milioni, l'Ente concessionario non percepisce più alcun concorso spese, ma il tributo è rimasto e così esso è diventato una vera e propria tassa con una aliquota del 5% che, sommata all'IGE, fa gravare l'imposizione sul valore del prodotto al 9%.

Nel 1952, nella applicazione della legge n. 703 del 2 luglio 1952 sulla Finanza Locale, fu estesa al valore dell'intero apparecchio l'aliquota imposta (10%) prevista per il solo mobile.

Riconosciuta la insopportabilità dell'onere, fu presentata una proposta di legge con la quale si intendeva ridurre l'onere dal dieci al tre per cento. Non mi soffermo sull'iter legislativo di questa « Legge » per la cui approvazione non furono sufficienti due legislature.

Indipendentemente da quella che sarà la riforma tributaria generale, si fa presente la necessità che siano presi urgenti e specifici provvedimenti per alleggerire la pressione fiscale che grava eccessivamente su questo settore produttivo.

Il secondo brano da noi scelto dal discorso riguarda la TV a colori:

...una particolare attuale situazione che grava pericolosamente sull'andamento industriale, determinata dalla incertezza creatasi nel pubblico in conseguenza della mancata attuazione in Italia del servizio televisione a colori, che è invece regolarmente e già da molti mesi nei principali Paesi europei: Francia, Germania, Gran Bretagna e, nel prossimo mese, Svizzera.

Le motivazioni che hanno portato a tale situazione e che erano basate su dati e presupposti dimostrati errati, sono state controbattute e confutate dalla nostra Associazione, ma le nostre considerazioni, pur avendo ottenuto autorevoli riconoscimenti, non hanno finora dato i risultati sperati.

Nel seguito del discorso, viene dimostrato con molta chiarezza come la produzione dei TV a colori, bene di consumo durevole, risponda perfettamente alle direttive che l'attuale Governo si appresta ad adottare per un sostegno del mercato interno e degli investimenti.

Insomma, discorsi ufficiali e opinioni personali vanno d'accordo nel mettere in chiaro come il settore riceva piuttosto calci agli stinchi da ogni parte che aiuti o pura comprensione. E speriamo che la situazione migliori, e che da ogni parte si risvegli l'attenzione verso tutti i problemi, dalle leggi alle scelte meditate e non improvvisate delle mostre, perché se dovesse accadere che, a furia di ostacoli, segni il passo un settore come quello

dell'elettronica radio TV, sarebbero dolori per tutti, anche per coloro che ora ci dormono sopra.

Parlando delle novità esposte vi erano televisori a colori funzionanti per la massima parte secondo il sistema PAL; radio con orologio condizionatore d'ascolto e microradio trasmittenti.

Nel settore professionale si è particolarmente distinta la G.B.C. che ha presentato, fra l'altro, una serie avanzatissima d'impianti TV a circuito chiuso, ricchi di molti tipi di telecamere, monitor, brandeggi normali e teleautomatici, TV-zoom, eccetera.

Con tali impianti è possibile soddisfare le più diverse ed eccezionali esigenze industriali, didattiche, urbanistiche, militari, e scientifiche, perchè la G.B.C. ha anche impianti TV a circuito chiuso a colori, a raggi infrarossi, per installazioni subacquee o in miniera, microcamere superleggere per applicazioni spaziali e stereotelecamere per applicazioni scientifiche e manipolazioni a distanza di materiali nucleari.

Il « Salone Internazionale Componenti », in seguito alla caduta delle barriere doganali, oltre 30 società di vari paesi europei, a cui stanno aggiungendosi altre società ancora, hanno dato vita alla « SGE », chè curerà la vendita diretta in Italia dei loro prodotti.

La ATES ha presentato la sua gamma di semiconduttori per usi civili e professionali e il prototipo di un televisore a grande schermo interamente transistorizzato, con alimentazione stabilizzata di tipo « transformer-less ».

La « MISTRAL » ha presentato nuovi tipi di transistor al silicio, tra cui una serie completa a schermo interno per videofrequenza, mentre la « PHILIPS » ha riconfermato il successo, fra l'altro, dei suoi nuovi cinescopi autoprotetti.

La « CHINAGLIA » era presente con una vasta gamma dei suoi strumenti, analizzatori, « Dinotester », provavalvole, provatransistori, eccetera, mentre la « PRESTEL » ha esposto un triplo amplificatore-miscelatore, amplificatori a due transistori a modulo, amplificatori d'antenna e il noto misuratore di campo mod. « MC 16 ».

La « ERREPI » ha arricchito il suo stand con una più vasta gamma di strumenti di misura, oscillatori e microamperometri.

Nello stand della « SILVESTAR » e delle altre Case rappresentate da questa Società, figurava una serie amplissima di strumenti professionali di altissimo livello, tra cui i sistemi oscilloscopici « Tektronix ». Per terminare, ricorderemo in breve altri importanti espositori. Tra di essi la « UNAOHM » che ha ormai una gamma così ampia e interessante di strumenti da rendere impossibile una adeguata citazione in poco spazio; la « SIEMENS ELETTRA » con al suo attivo una serie numerosa e versatile di produzioni, di cui è difficile accennare anche solo alle principali. E poi ancora « FACON », « LENCO », « TES », « FIVRE » e molti altri Espositori meriterebbero ben più di una semplice citazione, ma lo spazio ce lo vieta.

CIRCUITO DI DEFLESSIONE VERTICALE PER TVC CON PCL 805

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

a cura di I. Mason

Il triodo/pentodo PCL 85 ha dato ottimi risultati nel circuito di deflessione verticale di ricevitori televisivi grazie al suo affidamento e alla sua riserva di potenza.

Nello stesso tempo è stata immessa sul mercato una esecuzione rinforzata con la denominazione PCL 805 che presenta lo stesso ottimo grado di affidamento e le stesse caratteristiche di funzionamento.

Tale valvola ha una dissipazione anodica di 8 W e può funzionare con una tensione anodica massima di 300 V.

In tutti gli altri dati e nella zoccolatura i due tipi sono uguali, cosicchè la PCL 85 può essere senz'altro sostituita con la PCL 805.

Grazie alla sua potenzialità la valvola PCL 805 viene tuttavia particolarmente consigliata per la deflessione verticale in ricevitori TV a colori.

Qui di seguito viene descritto brevemente un circuito di questo tipo (fig. 1).

Per esigenze di costo e di ingombro, il trasformatore di uscita è stato scelto il più piccolo possibile, tenendo presente i dati limite della PCL 805, il nucleo tipo EI-66/22 si è rivelato il più idoneo.

La dissipazione anodica della sezione pentodo di tale valvola ammonta quindi a 6,9 W, mentre quale tensione di esercizio, sono sufficienti gli usuali 270 V secondo i noti criteri di ricevitori televisivi a colori.

La tensione pilota a dente di sega viene generata con la sezione triodo della PCL 805 che è collegato come oscillatore bloccato sincronizzato attraverso il suo anodo.

Il condensatore di Booster fornisce la corrente per il condensatore di carica C impiegando quindi anche il principio della tensione sincrona di carica.

A seconda dell'ampiezza della tensione di Booster, che può essere compresa tra 350 e 630 V, deve essere presente nel circuito di carica una resistenza in serie R_V da 1,2 a 5,6 MΩ.

Per la linearità di immagine è prevista una controreazione di tensione regolabile nello stadio finale.

Con l'aiuto di una sistemazione a ponte della corrente catodica del pentodo, può essere spostata verticalmente la posizione dell'immagine.

Le figg. 2-3-4 mostrano l'andamento della corrente e della tensione anodica durante un periodo di deflessione e la dissipazione anodica di 6,9 W determinata da questo.

U boost	350 V	830 V
R_v	1,2 MΩ	5,6 MΩ

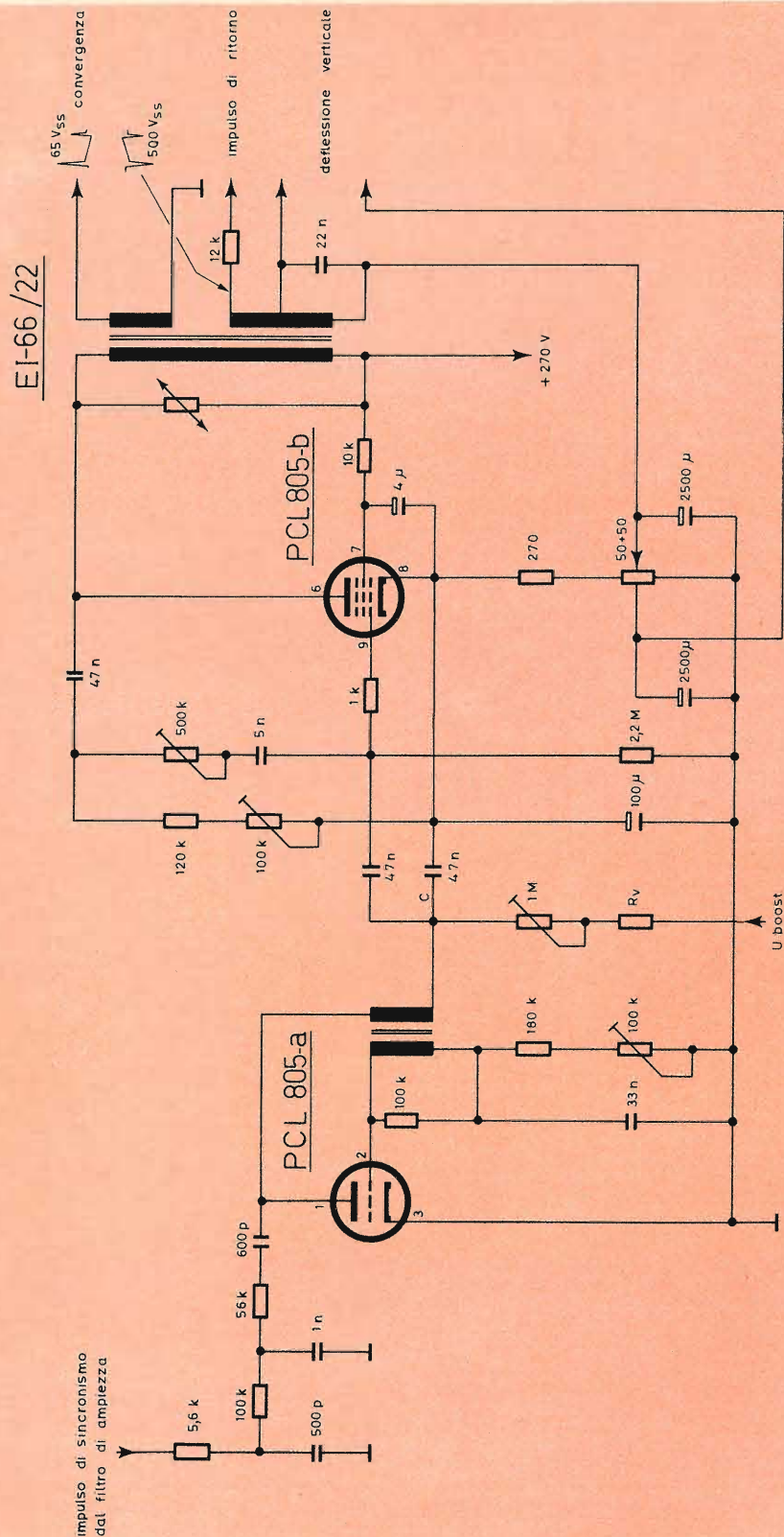



Fig. 1 - Circuito di deflessione verticale per TV a colori.

Fig. 2 - Andamento della corrente anodica.

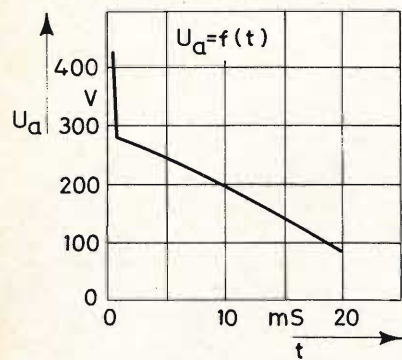



Fig. 3 - Andamento della tensione anodica.

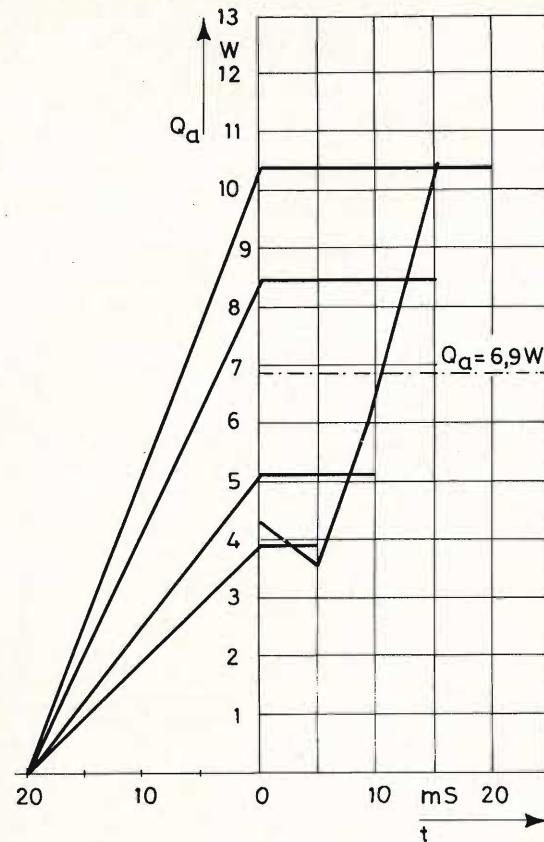



Fig. 4 - Determinazione della dissipazione anodica.

Il Trasformatore di uscita verticale impiegato ha i seguenti dati di avvolgimento:

Nucleo: EI 66/22
Disposizione dei lamierini: nello stesso senso
Traferro: 0,1 mm. Triafol
Isolamento: fra gli strati 1 x 0,05 LP
fra gli avvolgimenti 2 x 0,05 LP

n1 = Avvolgimento primario 2,500 spire ∅ 0,15 mm. rame laccato.
n2 = Convergenza - 250 spire ∅ 0,13 mm. rame laccato.
n3 = Impulso di ritorno - 830 spire ∅ 0,05 mm. rame laccato.
n4 = Deflessione verticale - 550 spire ∅ 0,35 mm. rame laccato.

Valori di misura:

Tensione di rete	220	200	V
Ia (media)	53,5	48	mA
Ug2	200	183	V
Ig2	4	3,5	mA
Qg2	0,8	0,64	W

(da Technische Information WR T INF 150467)

FOTOELETTRONICA

CIRCUITI PRATICI

PARTE SECONDA

In questa seconda parte si illustrano alcuni interessanti impieghi di un fotoelemento attualmente molto in voga: il fototransistore BPX 25. Con esso è stato possibile realizzare circuiti di estremo interesse pratico.

Diamo innanzitutto una breve descrizione delle caratteristiche del fototransistore BPX 25.

Questo fototransistore è costituito essenzialmente da un fotodiodo e da un transistore. Ciò è indicato in fig. 4 mentre in fig. 4b è indicato il simbolo relativo. Il BPX 25 è incapsulato in un contenitore tipo TO-18 comprendente una lente di vetro. Se il fototransistore viene usato con altri sistemi di lenti si dovrà porre la massima attenzione affinché i due sistemi ottici risultino rigorosamente adattati. Ciò riveste particolare importanza nel caso venga impiegata una sorgente di luce puntiforme.

Il « gap » della banda di energia del silicio è di 1,12 eV: ciò significa che potranno essere assorbite dal silicio tutte le radiazioni con lunghezza d'onda inferiore a 1,1 μm. Questa interessante proprietà del silicio viene sfruttata nel BPX 25 facendo in modo che la luce incidente venga assorbita nella regione della giunzione p-n creando ivi coppie di cavità-elettroni. I portatori di cariche minoritarie in eccesso prodotte in questa maniera vengono «spazzate» via dalla giunzione e la corrente risultante viene amplificata dal transistore annesso. Nonostante che **tutte** le radiazioni con lunghezza d'onda inferiore a 1,1 μm possano essere assorbite dal transistore, il livello al di sotto della superficie in corrispondenza del quale si verifica l'assorbimento della radiazione varia a seconda della **lunghezza d'onda** della radiazione incidente. In conseguenza di ciò, la profondità della giunzione al di sotto della superficie determinerà la lunghezza d'onda alla quale si ha la massima risposta. Nel BPX 25, la massima risposta si ha in corrispondenza del valore di lunghezza d'on-

Fig. 4 - Schema elettrico del fototransistore BPX25 (a) e relativo simbolo (b).

Fig. 5 - Corrente di collettore in funzione della tensione collettore-emettitore.

Fig. 6 - Schema elettrico di un esposimetro molto semplice.

da di 0,8 µm, e cioè in una zona molto vicina all'infrarosso. Questo fotoelemento è quindi ideale per l'impiego sia con lampade a filamento di tungsteno sia con quelle quarzo-alogeno e con i diodi elettroluminescenti all'arseniuro di gallio. Questo dispositivo può comunque essere impiegato soddisfacentemente con radiazioni di lunghezza d'onda compresa tra 0,4 µm e 1,1 µm.

Il BPX 25 ha una sensibilità superiore a 2,5 µA/lux con una illuminazione di 2000 lux prodotta da una lampada con temperatura di colore di 2700 °K. La sua corrente in oscurità è molto bassa essendo non superiore a 1 µA (ciò corrisponde ad un valore di illuminazione di 0,4 lux) con una tensione collettore-emettitore di 24 V e una temperatura dell'ambiente di 25 °C. La variazione della corrente di collettore in funzione della tensione applicata è indicata in fig. 5 dove l'intensità dell'illuminazione viene presa come parametro.

Esposimetro lineare

In fig. 6 è riportato un circuito adatto a determinare la intensità di una data sorgente luminosa. Esso può essere impiegato in combinazione con gli altri circuiti che descriveremo.

La corrente prodotta dall'illuminazione del BPX 25 viene amplificata dal BCY 70. La reazione agli estremi del resistore di emettitore serve a stabilizzare il guadagno del fototransistore. Sia la sensibilità che la resistenza massima collegata alla base del BPX 25 risultano limitate dalla corrente in oscurità. Con i valori indicati, un'illuminazione di 1000, lux fa andare in fondo scala l'indice dello strumento. Il circuito può essere tarato mediante una sorgente standard o per confronto con un altro esposimetro. Il resistore variabile da 100 kΩ è necessario per compensare i differenti valori di tolleranza del BPX 25. Per proteggere lo strumento contro i sovraccarichi viene incluso un resistore da 47 kΩ.

Azionamento diretto di un relè

Il più semplice impiego del BPX 25 è quello in cui esso viene usato per azionare **direttamente** un relè. Ciò è indicato in

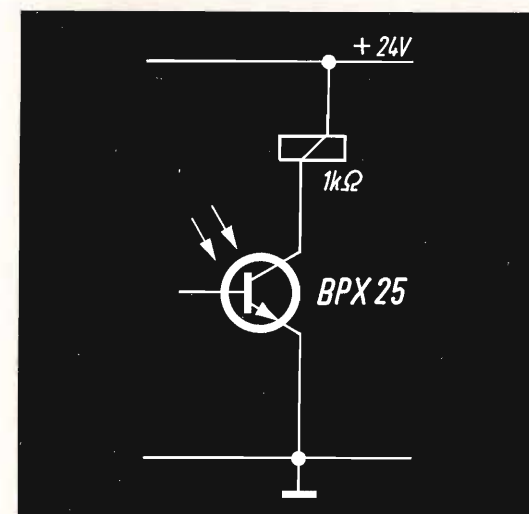



Fig. 7 - Azionamento diretto di un relé mediante il BPX25.

fig. 7. Quando il fototransistore viene illuminato, la luce agisce come **un generatore di corrente** collegato tra la base e il collettore. In queste condizioni nel transistore può circolare una corrente sufficiente ad azionare un relè. Quando il fototransistore non viene illuminato, il generatore di corrente sparisce e la corrente di collettore ritorna a zero: il relè si diseccita.

Per azionare un relè da 1 kΩ/24 V si richiede un'illuminazione di 10.000 lux. Naturalmente, se la resistenza del relè è più elevata, l'illuminazione richiesta sarà più bassa.

La massima dissipazione ammessa dal BPX 25 (e cioè 200 mW a 50 °C) può essere sfruttata in pieno se si impiega un relè con resistenza di 1 kΩ±5% alimentato da una tensione di 24 V ± 15%. È possibile ottenere comunque una corrente di collettore più elevata (e cioè 22 mA) se la resistenza del relè ha il valore di 700 Ω. Ciò permette di avere un margine di 17 mA da usare per compensare i differenti valori di tolleranza del relè e della tensione di alimentazione. Non si dovrà comunque usare mai un relè con resistenza inferiore a 700 Ω in quanto si correrebbe il pericolo di superare il valore limite di 50 mA caratteristico del BPX 25; nel qual caso il fototransistore rimarrebbe danneggiato irrimediabilmente.

Si deve tener presente che nel transistore la massima dissipazione si ha quando la tensione collettore-emettitore uguaglia quella presente ai capi della resistenza della sorgente di tensione di alimentazione del fototransistore. Di conseguenza, quando la resistenza del relè è inferiore a 1 kΩ, il fototransistore dovrà ricevere o tutta l'illuminazione ammissibile o nessuna illuminazione. La condizione per la massima dissipazione si ha entro questi valori estremi e ciò potrebbe superare i valori limite del fototransistore.

La fig. 8 illustra il pericolo derivante dall'illuminare il fototransistore con solo una frazione dell'illuminazione disponibile. La retta di carico **AB** è stata tracciata sulle caratteristiche I_C/V_{CE} del BPX 25 per 24 V di tensione di alimentazione e una resistenza di carico di 700 Ω. Sulle caratteristiche è riportata anche una curva indicante la massima dissipazione ammissibile del fototransistore. Siccome il circuito è stato ben dimensionato e progettato si vede che la retta di carico AB **non taglia** la sopracitata **curva di dissipazione massima** in nessun punto. In altre parole ciò significa che non viene mai superato il valore massimo di dissipazione del transistore.

Se si porta la tensione di alimentazione a 28 V, la nuova retta di carico sarà la retta CD. In queste condizioni si vede che per valori di illuminazione inferiori a 1,5 k lux e superiori a 4 k lux, la potenza dissipata nel BPX 25 è inferiore a quella massima ammessa. Con valori di illuminazione compresi fra i due suddetti estremi si vede invece che la massima dissipazione viene superata e se non si variano questi valori di illuminazione il fototransistore può essere danneggiato irrimediabilmente. Un rapido passaggio da un estremo di illuminazione all'altro non produce in genere nessun danno al fototransistore. Pertanto, circuiti, come quello rappresentato in fig. 7 debbono essere progettati in maniera che non venga mai oltrepassata la massima potenza dissipabile nel BPX 25, oppure si deve fare in modo che il fototransistore o si trovi al buio oppure sia completamente illuminato.

Fig. 8 - Rette di carico tracciate sulle curve caratteristiche. Si vede come una illuminazione parziale può produrre il sovraccarico del fototransistore.

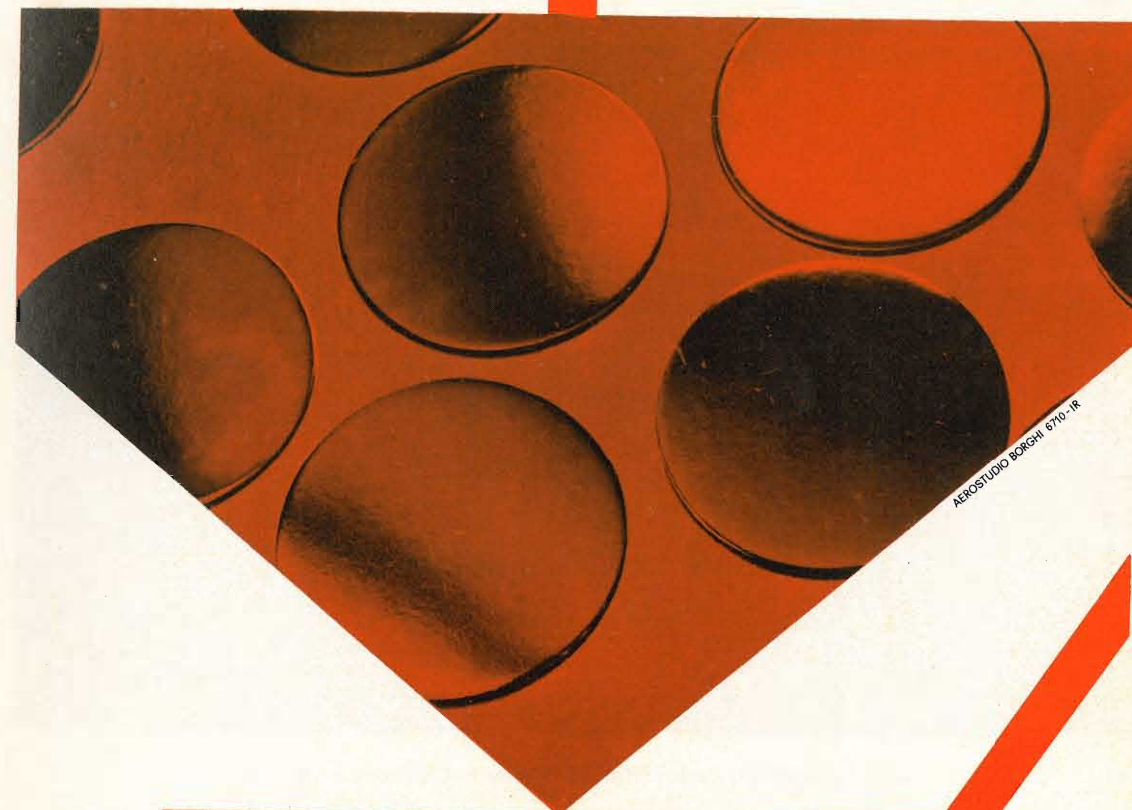
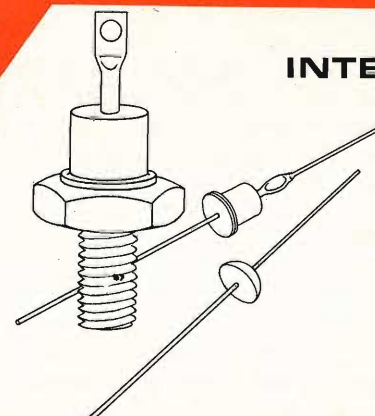
Il circuito indicato in fig. 7 può funzionare con una temperatura ambientale massima di 50 °C e viene spesso usato in dispositivi antifurto e di protezione in campo industriale. In simili casi la « zona proibita » viene attraversata da un raggio di luce diretto sul fototransistore. Questa « zona » può essere un corridoio, l'ingresso ad una porta, lo spazio esistente tra la macchina ed il suo operatore ecc...

Se il raggio di luce viene interrotto, viene dato un allarme oppure viene bloccata una macchina e l'operatore non viene offeso.

Questo circuito può essere impiegato anche nei rivelatori di margine, nelle macchine che leggono le schede perforate, negli indicatori di livello e nei contapezzi. (La velocità di conteggio è limitata naturalmente dalla velocità del contatore meccanico che dovrebbe rimpiazzare il relè).

Fototransistore che eccita un relé tramite uno stadio amplificatore

In molti impieghi, tra il fototransistore ed il relé (o altro dispositivo analogo) è necessario inserire un amplificatore. Ciò per il fatto che la potenza dissipabile nel fototransistore risulta in questi casi troppo bassa. L'amplificatore è richiesto anche nel caso in cui l'illuminazione è troppo debole e la corrente di collettore risulta quindi incapace ad azionare direttamente il relé. La fig. 9 indica parte di un amplificatore adatto per livelli di illuminazione molto bassi.

I due transistori BCY70 formano un circuito bistabile il cui funzionamento è controllato dal BPX25. Quando il fototransistor è illuminato, il circuito non ha

alcuna tensione di uscita; quando invece il fototransistore non è illuminato, il circuito può fornire un'uscita di 8 V e 8 mA.

Per far funzionare questo circuito occorre un'illuminazione di 50 lux. Di conseguenza, se l'uscita di questo circuito viene applicata ad un amplificatore in c.c. che, a sua volta, piloti un dispositivo elettromeccanico, quest'ultimo potrà essere azionato con un basso livello di illuminazione. Il circuito di fig. 9 può pilotare un contatore elettronico con velocità di circa 6000 conteggi al secondo. Il circuito trigger di fig. 9 può fornire una uscita adatta a pilotare un circuito logico a transistori. Di conseguenza esso potrà essere molto utile in quegli impieghi nei quali la presenza o l'assenza di un segnale-luce costituisce uno dei molti ingressi del sistema logico. Per esempio, il funzionamento di un ascensore può essere controllato da un sistema logico con ingressi determinati dal particolare pulsante fissato, dal particolare piano in cui si trova l'ascensore ecc.... Un oggetto che possa eventualmente trovarsi tra le porte può essere « rivelato » dal circuito di fig. 9 e questa informazione può essere inoltrata al sistema logico che controlla l'ascensore.

Il circuito di fig. 9 può essere inoltre impiegato nei rivelatori di margine, nei dispositivi lettori di schede forate, indicatori di livello, contapezzi, rivelatori di imperfezioni di tessuti, dispositivi di allarme e di controllo in genere.

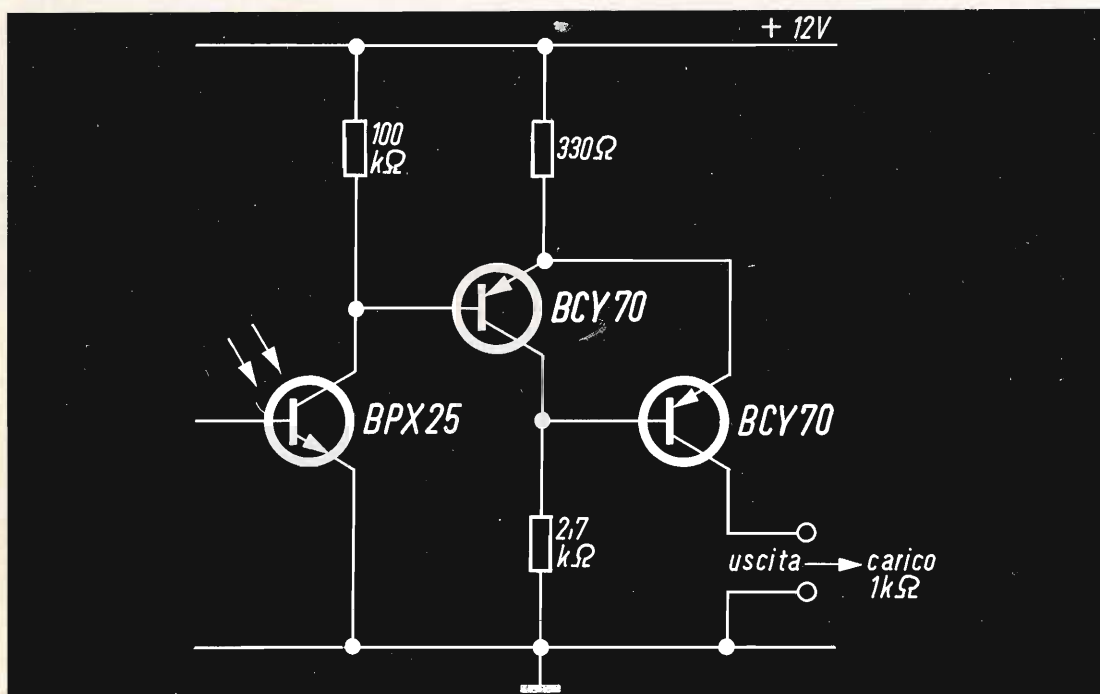



Fig. 9 - Il fototransistore BPX25 con annesso uno stadio amplificatore.

Sistemi per aumentare il rapporto corrente di oscurità/corrente di illuminazione

In molti impieghi del BPX 25, l'illuminazione disponibile è tale che la corrente in oscurità diventa del tutto trascurabile. La corrente in oscurità diventa invece importante quando il livello dell'illuminazione è estremamente basso e può influire in senso negativo sul funzionamento del circuito. Un sistema per ridurre la corrente in oscurità è costituito dall'inserzione di un resistore di valore elevato tra la base e l'emettitore. Il resistore funziona da elemento derivatore (by-pass) e tende quindi a ridurre considerevolmente la corrente in oscurità circolante nel fototransistore. Questo circuito dovrebbe ovviamente essere dimensionato in modo da adattarsi ad un fototransistore avente il massimo valore della corrente in oscurità ammissibile. Come conseguenza si avrebbe però che, nel caso di impiego di un fototransistore con valore più basso di corrente in oscurità, non avremmo nessuna circolazione di corrente di collettore fino a quando la corrente del resistore collegato tra base ed emettitore non fosse uguale al valore accettabile della corrente in oscurità; in parole povere, ciò significa che un fototransistore con corrente in oscurità bassa verrebbe ad avere un'altrettanto bassa tensione di polarizzazione. Una siffatta riduzione della tensione di polarizzazione si potrebbe in pratica avere nel caso in cui la temperatura ambiente diminuisse. In questo caso, infatti diminuirebbe anche la corrente in oscurità.

Fig. 10 - Circuito molto sensibile con corrente di oscurità ridotta.

Questo effetto negativo sulla tensione di polarizzazione può essere eliminato con il circuito di fig. 10. Regolando R1 in maniera che il fototransistore in condizione di oscurità risulti bloccato questo circuito può essere adattato a qualsiasi BPX 25.

Siccome la tensione base-emettitore non differisce mai grandemente dal suo valore in corrispondenza di basse correnti (circa 0,6 V), la corrente di illuminazione del fototransistore non risulterà sostanzialmente modificata da questo resistore. Il leggero aumento nella tensione base-emettitore che si verifica quando il fototransistore viene illuminato produce soltanto una leggera riduzione nella corrente di illuminazione. Conseguenza: l'inserimento del resistore di base aumenta il rapporto corrente di illuminazione/corrente di oscurità circolante nel collettore solo a spese di una leggera diminuzione del guadagno.

Il circuito di fig. 10 potrà quindi funzionare con una illuminazione di soli 10 lux ed un gioco di circa 0,5 lux. Questo valore di illuminazione, e cioè 10 lux, è in grado di produrre una variazione di 19,5 V nella tensione di uscita. Il circuito può lavorare con temperature ambientali fino a 50°C.

A. I. Philips

TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI

NOVITÀ TECNOLOGICHE

I circuiti integrati stanno ormai inserendosi anche negli impieghi radio TV. Gli esperti prevedono tra qualche anno un loro massiccio impiego in questo campo. In questo articolo diamo un breve cenno sulle loro tecnologie costruttive.

Il 1968 dimostrerà, così dicono gli esperti in questo campo, che il circuito integrato non **è caro**, e che il suo impiego non è riservato esclusivamente agli impieghi professionali.

Il circuito integrato potrà finalmente essere impiegato nei circuiti radio e TV dove apporterà semplicità di costruzione, sicurezza di funzionamento, prestazioni più elevate, dimensioni ultraridotte.

I circuiti integrati destinati agli impieghi radio e TV sono chiamati circuiti integrati **lineari** per distinguerli dai circuiti integrati **digitali** impiegati nelle apparecchiature professionali. Il breve cenno sulla loro tecnologia che qui sotto daremo vale per entrambi i tipi di circuiti integrati.

I COMPONENTI DEI CIRCUITI INTEGRATI

1.1 Transistori

Il transistore monolitico è il transistore planare epitassiale. Allo stadio attuale della tecnica si producono preferibilmente transistori n-p-n. Si possono produrre anche transistori p-n-p: essi però richiedono uno spessore di base maggiore e quindi un più lungo processo di diffusione, con conseguente maggiore spesa. Difficoltà si incontrano anche nel realizzare coppie di transistori complementari n-p-n, p-n-p.

In quest'ultimo caso la complicazione è veramente notevole in quanto occorre

Fig. 1 - Transistore monolitico.

un controllo molto spinto degli spessori di base. Si può comunque, dire che in questa direzione si compiono ricerche molto intense per cui già si stanno delineando soluzioni altamente soddisfacenti.

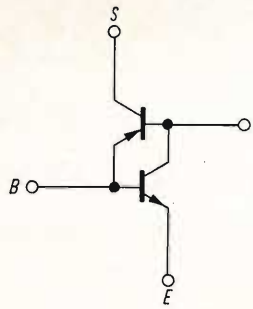



Fig. 2 - Circuito equivalente di un transistore integrato.

Il transistore monolitico è come in figura 1. Si nota immediatamente una differenza sostanziale con il transistore planare convenzionale (v. fig. 3). Quest'ultimo è infatti una struttura a 3 strati e

tutto il circuito su una piattaforma comune (substrato) non presente nei componenti discreti. Questo strato addizionale fa sì che il transistore monolitico differisce da quello tradizionale specialmente per quanto riguarda i parametri parassiti e, come vedremo meglio in seguito, per una più alta resistenza ohmica in serie al collettore. Il transistore monolitico è comunque ovviamente analogo a quello convenzionale per quello che riguarda le capacità di Miller.

Esaminando la struttura riportata in fig. 1 si vede che come ulteriore parametro parassita è presente un transistore p-n-p del quale l'emettitore e la base sono ordinatamente la base e il collettore del transistore n-p-n e il collettore è il substrato. La struttura completa è dunque, non tenendo conto delle capacità di Miller, quella riportata in fig. 2.

Il transistore parassita assume un ruolo diverso a seconda dell'impiego del transistore monolitico in un circuito digitale o lineare.

Fig. 3 - Transistore normale, transistore integrato, transistore con buried layer.

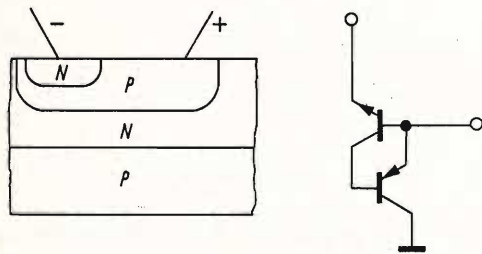
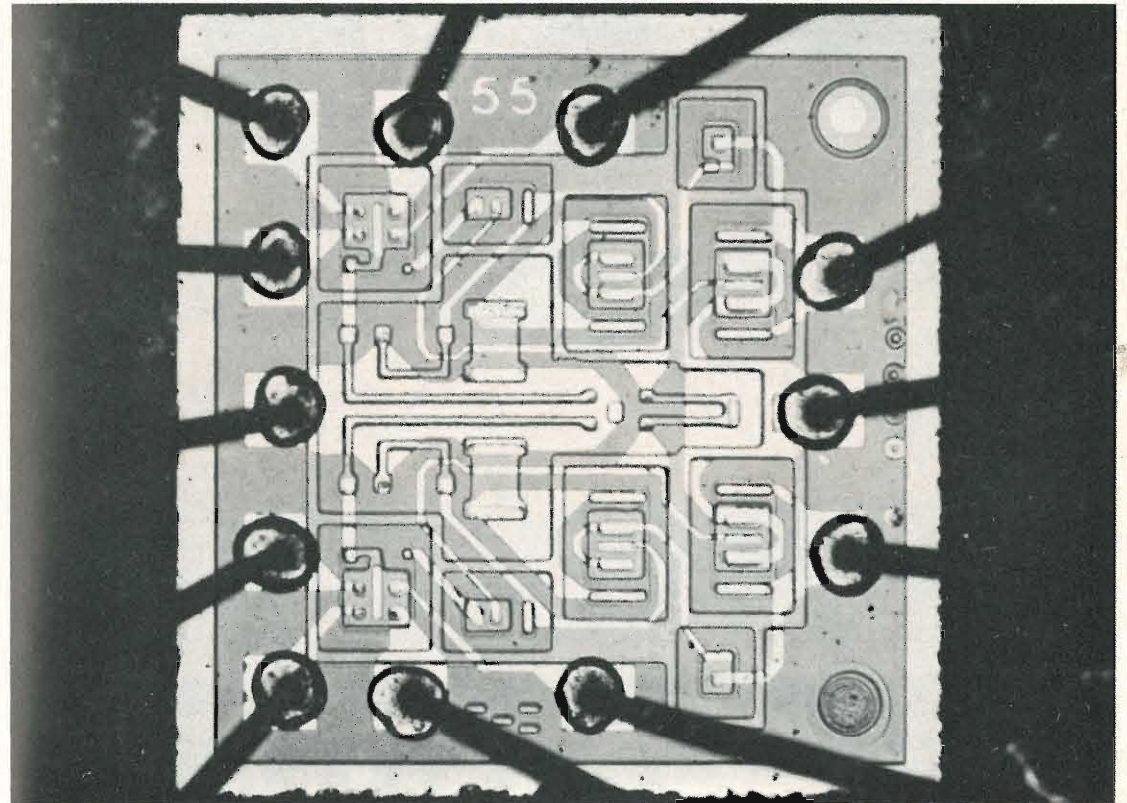



Fig. 4 - Diodo base-emettitore.

2 giunzioni, mentre il transistore monolitico è a 4 strati e 3 giunzioni. L'ulteriore strato deriva dall'esigenza di costruire

In un circuito digitale, ove si impieghi una logica saturante, la tensione di collettore del transistore n-p-n in saturazione, è più bassa di quella di base. Questo equivale a dire che la tensione di emettitore del transistore parassita, è più bassa della tensione di base. Essendo il collettore del medesimo transistore connesso al punto più negativo del circuito (il substrato è connesso a massa) il transistore p-n-p conduce. In tal modo si perde verso il substrato un'altra parte della corrente di pilotaggio. Tale perdita di corrente ovviamente dipende dai valori delle tensioni $V_{CE(SAT)}$ e V_{BE} e dal guadagno di corrente del transistore parassita.

Foto sopra - Separazione dei circuiti integrati mediante incisione meccanica della lastrina di silicio.
Foto sotto - Circuito integrato tipo TTL.

Dati i valori in gioco ($V_{CE(SAT)}$ = 0,3 — — 0,4 V, V_{BE} = 0,6 — 0,7 V, h_{FE} = 1 — 3) tale perdita di corrente è piuttosto rilevante.

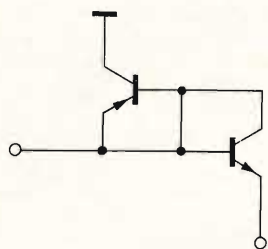



Fig. 5 - Diodo base-emettitore con base e collettore cortocircuitati.

Per ovviare a questo inconveniente si riduce il guadagno di corrente del transistore parassita mediante una diffusione addizionale d'oro (« gold Killing ») che diminuisce in modo notevole il tempo di

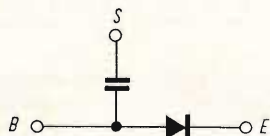



Fig. 6 - Capacità parassita del diodo base-emettitore.

vita delle cariche minoritarie e quindi l'h_{FE}: in tal modo l'h_{FE} del transistore parassita si riduce a circa 0,01.

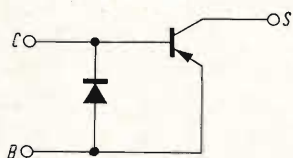



Fig. 7 - Circuito equivalente del diodo base-collettore.

Nei circuiti lineari il transistore parassita può invece essere trascurato in quanto non si deve arrivare alla saturazione del transistore n-p-n e quindi alla conduzione del p-n-p.

Il transistore monolitico non ha intrinsecamente ottime proprietà di switch. Infatti per il fatto che il contatto di collettore si deve fare nella parte superiore

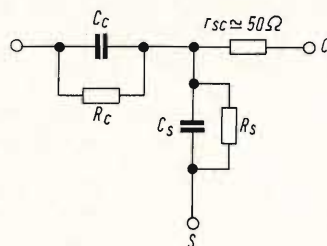



Fig. 8 - Circuito equivalente di un condensatore.

e non in quella inferiore come nel transistore convenzionale, la resistenza in serie al collettore è piuttosto alta e così la $V_{CE(SAT)}$ (v. fig. 3). Per ovviare a questo inconveniente si usa il procedimento del-

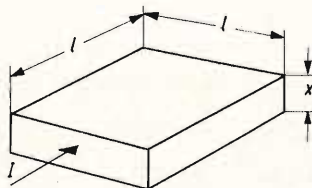



Fig. 9

la « buried layer » (strato sepolto) che consiste nel bypassare la zona n con una zona n+ a minore resistività, ottenuta mediante una ulteriore diffusione (v. figura 3).

Occorre infine notare che il costo di un transistore monolitico per circuiti di-

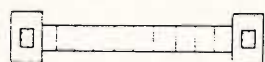



Fig. 10 - Esempio di calcolo di una resistenza.

gitali è più alto di uno analogo per circuiti lineari in quanto occorrono sia la diffusione d'oro per « uccidere » il transistore parassita, sia la diffusione addizionale n+.

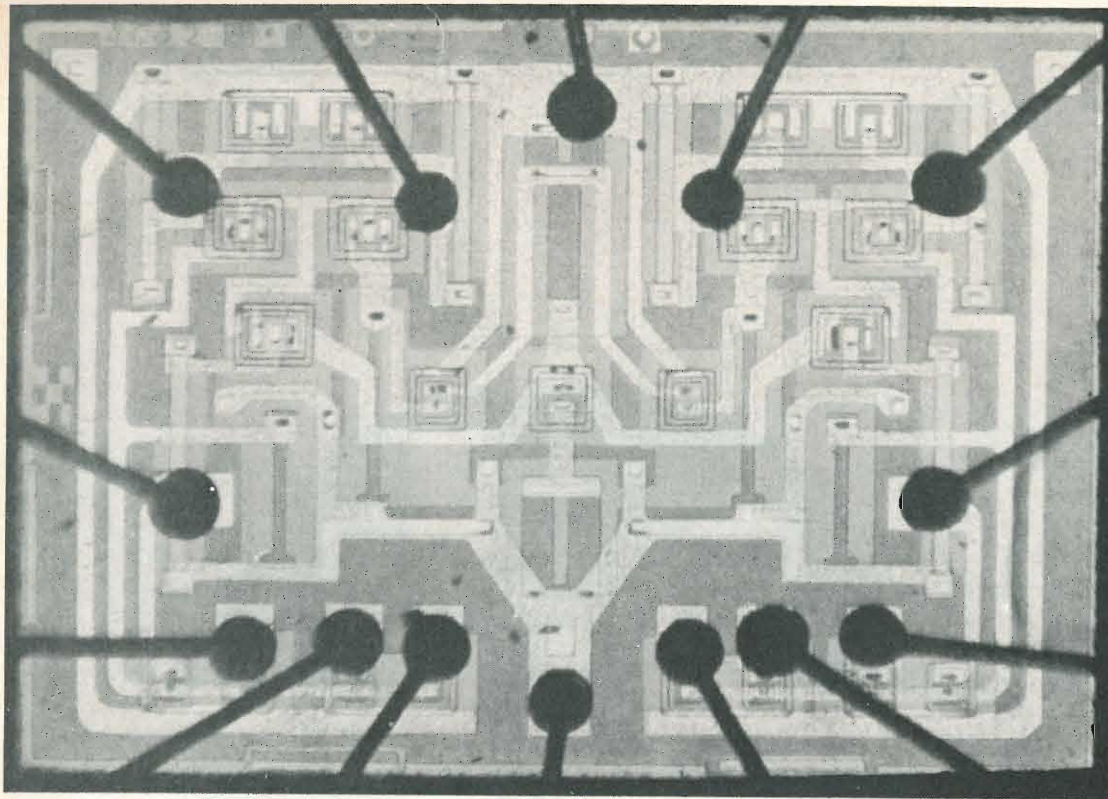
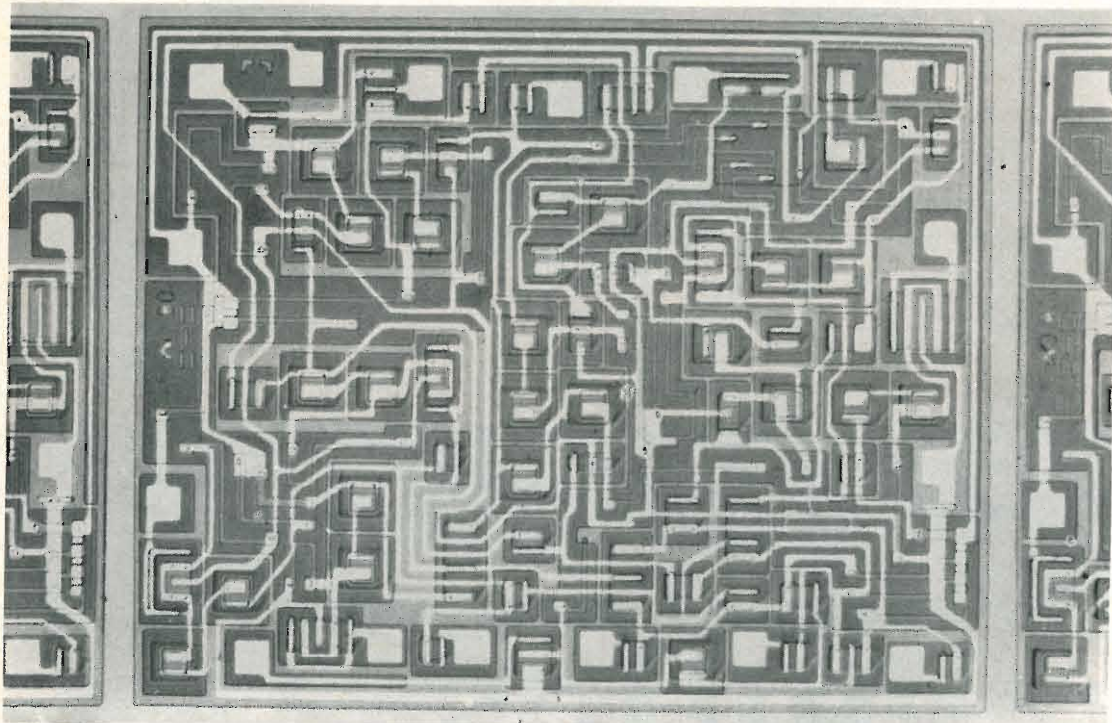



Foto sopra - Circuito integrato tipo E²CL. Foto sotto - Esempio di circuito integrato monolitico multifunzione realizzato da PHILIPS su specifica del cliente.

1.2 Diodi

Il diodo è una giunzione p-n. Da un transistore si possono quindi ottenere diodi in due modi diversi, usando cioè

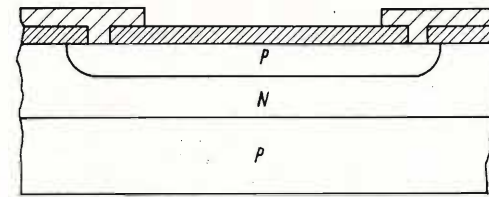



Fig. 11 - Resistore integrato.

la giunzione collettore - base o quella emettitore-base.

Diodo base-emettitore

Il circuito equivalente del diodo base-emettitore è riportato in fig. 4. Esiste una

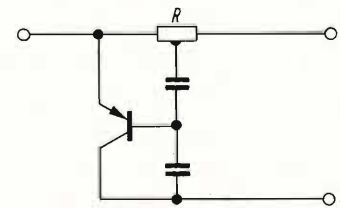



Fig. 12 - Circuito equivalente di un resistore integrato.

possibilità di eliminare il transistore parassita senza ricorrere ad una diffusione addizionale d'oro. Questo si ottiene semplicemente cortocircuitando la base al collettore (fig. 5). In questo modo anche

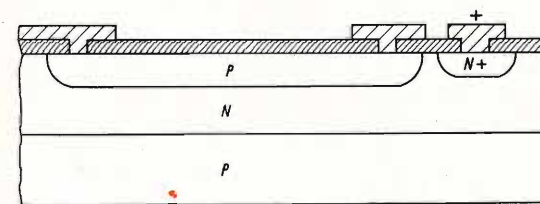



Fig. 13 - Interdizione del transistore parassita.

il collettore è positivo e quindi tra collettore e substrato si ha un diodo inversamente polarizzato cioè, come vedremo, una capacità. Il circuito equivalente in questo caso è come in fig. 6.

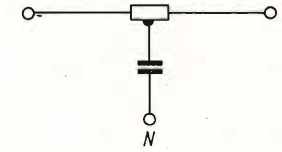



Fig. 14 - Circuito equivalente definitivo del resistore.

Diodo base-collettore

In questo caso non esiste nessuna possibilità di eliminare il transistore parassita a meno di ricorrere al «gold Killing».

Il circuito equivalente rimane quindi come in fig. 7.

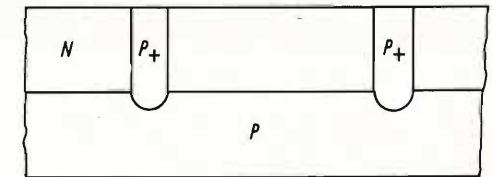



Fig. 15 - Diffusore P_+ di isolamento.

Il diodo base-collettore è però caratterizzato da una tensione di breakdown (30-40 V) più alta di quello emettitore

Fig. 16 - Forma della lastrina di silicio.

base (6-7 V). La ragione di ciò va ricercata nella diversa concentrazione delle impurità nelle regioni di emettitore e di collettore. Per questo il diodo collettore-base sarà usato, preferibilmente accompagnato da « gold Killing » ove occorre un'alta tensione di breakdown.

1.3 Capacità

Sono stati considerati due tipi di diodi: il diodo base-emettitore e il diodo base-collettore. Se anziché direttamente, i detti diodi vengono polarizzati inversamente si ottengono le due capacità omonime.

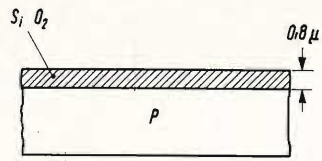



Fig. 17 - Ossidazione della lastrina di silicio.

Le capacità ottenute per giunzione sono ovviamente polari e inoltre dipendono dalla tensione applicata. Occorre inoltre notare che, come nei diodi, anche in questo caso è necessario non superare la tensione di break-down, ovviamente di 6-7 V nel caso di capacità emettitore-base e di 30-40 V nel caso di capacità collettore-base.

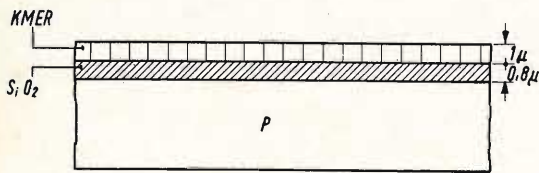



Fig. 18 - Crescita fotosensibile.

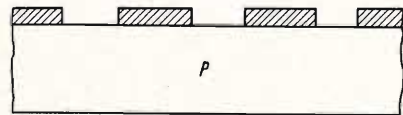



Fig. 19 - Rimozione del KMER.

Il circuito equivalente di una capacità è analogo in entrambi i casi ed è riportato in fig. 8. E' da notare la C_s verso il substrato. Infatti anche il diodo collettore-substrato è polarizzato inversamente.

I valori di capacità che si possono realizzare in pratica non possono essere né troppo alti (per limitazioni di area), né troppo bassi, altrimenti la capacità parassita verso il substrato prenderebbe il sopravvento.

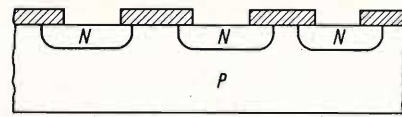
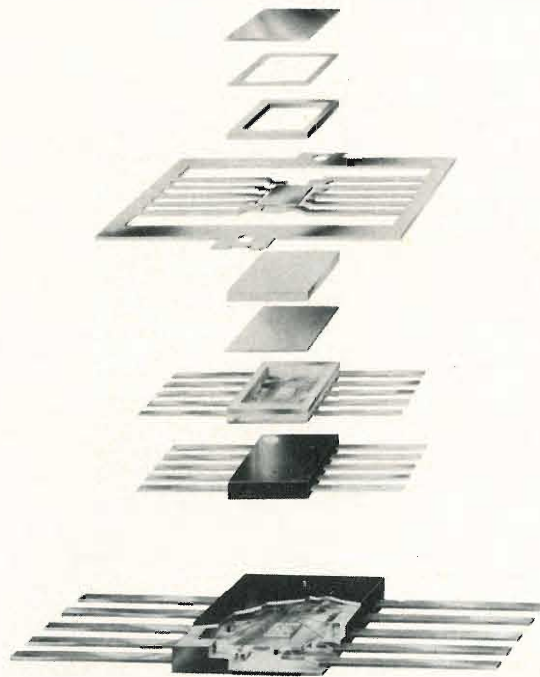



Fig. 20 - Diffusione dei buried-layers.

E' comune il valore:

$$0{,}2\ \text{pF/mil}^2$$

Interessante è vedere quale è un valore di capacità che si può ottenere senza ricorrere ad un'area eccessiva. Consideriamo un'area di 50 mil^2 = 3,6 · 10^8 μ^2

$$C = 0{,}2 \cdot 50 = 10\ \text{pF}$$

Spaccato del contenitore CI (flat package).

2.1.4 Resistenze

Occorre innanzitutto definire il termine « sheet resistivity » (resistenza superficiale) che chiameremo R_s.

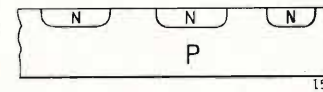



Fig. 21 - Rimozione del biossido.

La sheet resistivity è quella resistenza che, preso un parallelepipedo di materiale come in fig. 9, cioè con sezione longitudinale (rispetto al verso della corrente) quadrata, coincide con la resistenza totale.

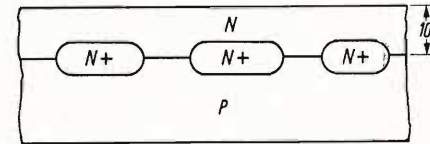



Fig. 22 - Crescita epitassiale.

Cioè:

$$R_s = R = \rho \frac{l}{A} = \rho \frac{l}{lx} = \frac{\rho}{x}$$

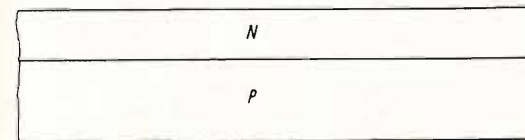



Fig. 23 - Lastrina con crescita epitassiale senza buried-layer.

Tale resistività si misura in Ω/□ (ohm per quadrato). Data una resistenza in un circuito integrato, e data la R_s immediatamente si ricava la R

$$R = R_s \cdot n$$

n = numero dei quadrati.
Esempio: da fig. 10

$$R = R_s \cdot 9$$

La sheet resistivity ottenuta normalmente è di circa 200 Ω/□.

E' chiaro che minori sono le dimensioni del quadrato, minore sarà l'area complessiva occupata dalla resistenza. Le dimensioni del quadrato dipendono dal punto di raffinatezza a cui si è spinta la tecnologia di fabbricazione.

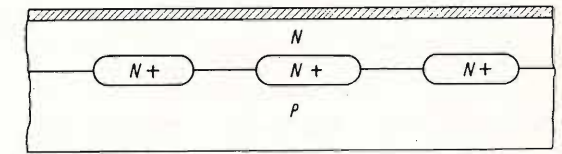



Fig. 24 - Ossidazione.

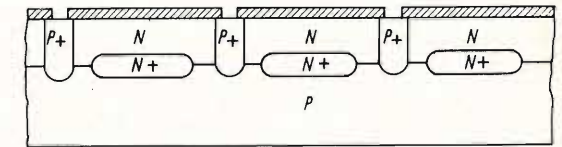



Fig. 25 - Diffusione P+ di isolamento.

Attualmente un valore limite può essere 5 kΩ. E' comunque da sottolineare a questo punto che la rapida evoluzione in atto può grandemente accrescere questi valori.

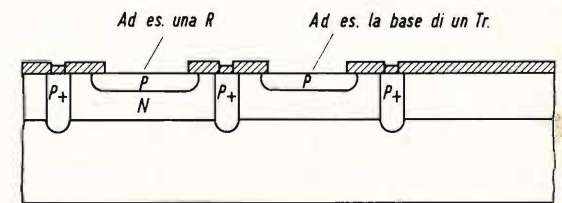



Fig. 26 - Diffusione delle basi e dei resistori.

Come materiale resistivo si usa la regione di base, cioè la regione P. Una tipica resistenza è come in fig. 11.

Esaminando il circuito equivalente di fig. 11 si vede che esistono due capacità e un transistore parassita.

A causa di quest'ultimo una corrente di dispersione può esistere verso il substrato. Per eliminare tale corrente si connette la regione N (naturalmente attraverso una diffusione N+) al punto più

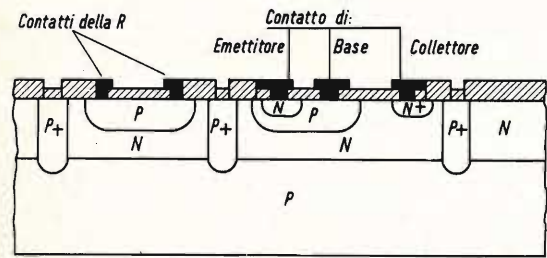



Fig. 27 - Diffusione degli emettitori e delle zone N_+ di collettore.

positivo del circuito (fig. 13). In tal modo il circuito equivalente rimane costituito dalla R con in parallelo una capacità di valore sempre piuttosto modesto ($\simeq$ 0,5 pF) (fig. 14).

stono delle grosse regioni che contengono uno o più componenti. Queste regioni sono dette isole e sono separate fra di loro da una diffusione profonda P + (v. fig. 15).

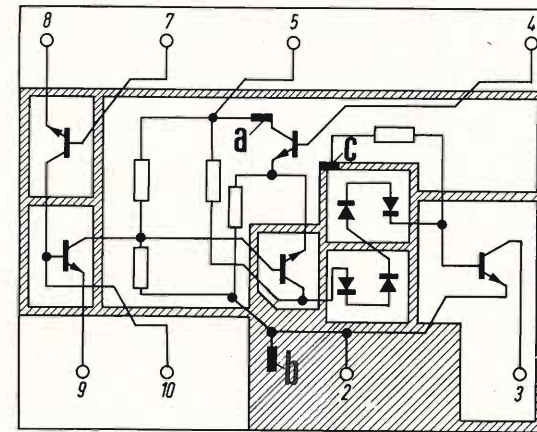



Fig. 29 - Localizzazione dei componenti sullo stesso circuito integrato. — (A) Metallizzazione di contatto con la regione N (+). (B) Metallizzazione di contatto con il substrato (a massa). (C) Metallizzazione di contatto con la regione di isolamento P_+ (a massa).

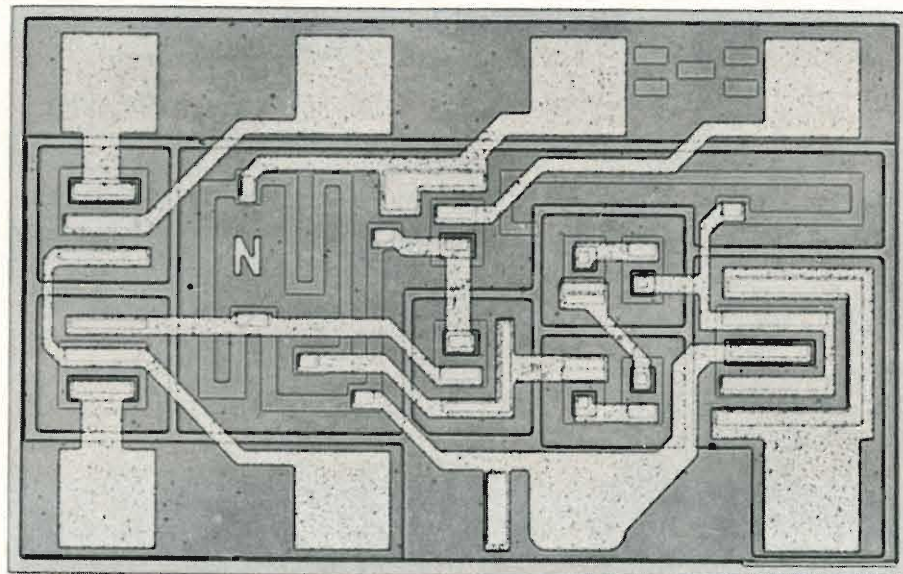



Fig. 28 - Fotografia di un circuito integrato monolitico.

2. IL CIRCUITO INTEGRATO COMPLETO: LE ISOLE

Esaminando il circuito integrato completo riportato in fig. 29 si vede che esi-

Tale diffusione P+ viene ad interrompere la regione N più bassa.

Considerando un circuito composto unicamente da transistori, tale regione N è

la regione di collettore. Se non fossero presenti le diffusioni di isolamento P+, tale regione continuerebbe ininterrotta e quindi tutti i transistori avrebbero il collettore comune.

In pratica dunque, tutte le volte in cui due diverse porzioni della regione N più profonda non sono alla medesima tensione, occorre una diffusione di isolamento P+ che delimita appunto una regione detta « isola ».

3. IL PROCESSO DI FABBRICAZIONE

I circuiti integrati vengono fabbricati su una lastrina di silicio alta 200 μ e con diametro di 30 mm (fig. 16).

Tale lastrina è innanzitutto accuratamente lavata quindi immersa in un bagno chimico che le toglie ogni scabrosità e le conferisce un aspetto brillante. Da questa lastrina si ottiene un certo numero di circuiti integrati, numero che dipende dall'area occupata da ciascun circuito, attraverso circa 30 passi successivi che esamineremo in dettaglio. Questi passi sono:

1) Ossidazione

Sulla lastrina viene fatto crescere mediante azione termica uno strato di biossido di silicio SiO_2.

2) Crescita fotosensibile

Sullo strato di silicio viene depositato uno strato di materiale fotosensibile. (KMER: **K**odak **M**etal **E**tch **R**esist) (figura 18).

Fatto ciò si dispone la prima maschera sulla lastrina, si espone alla luce ultravioletta e quindi si sviluppa. Alla fine di ciò sono scomparse le parti di KMER corrispondenti alle parti scure della maschera.

3) Incisione chimica delle aperture (windows) nel biossido

Mediante azione chimica si rimuove la pellicola di biossido. Questo è possibile solamente nelle zone in cui non è presente il KMER.

4) Rimozione del KMER (fig. 19)

5) Pulitura

6) Diffusione di arsenico (N+)

La diffusione può avvenire solamente nelle zone in cui non è presente il biossido di silicio. Con questa diffusione si ottengono gli strati sepolti (buried layers) (fig. 20).

7) Rimozione del biossido (fig. 21)

8) Crescita epitassiale

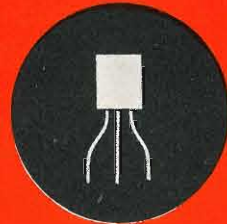
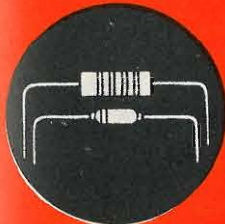
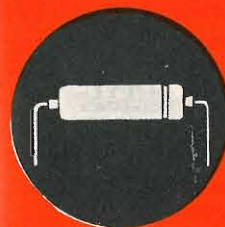
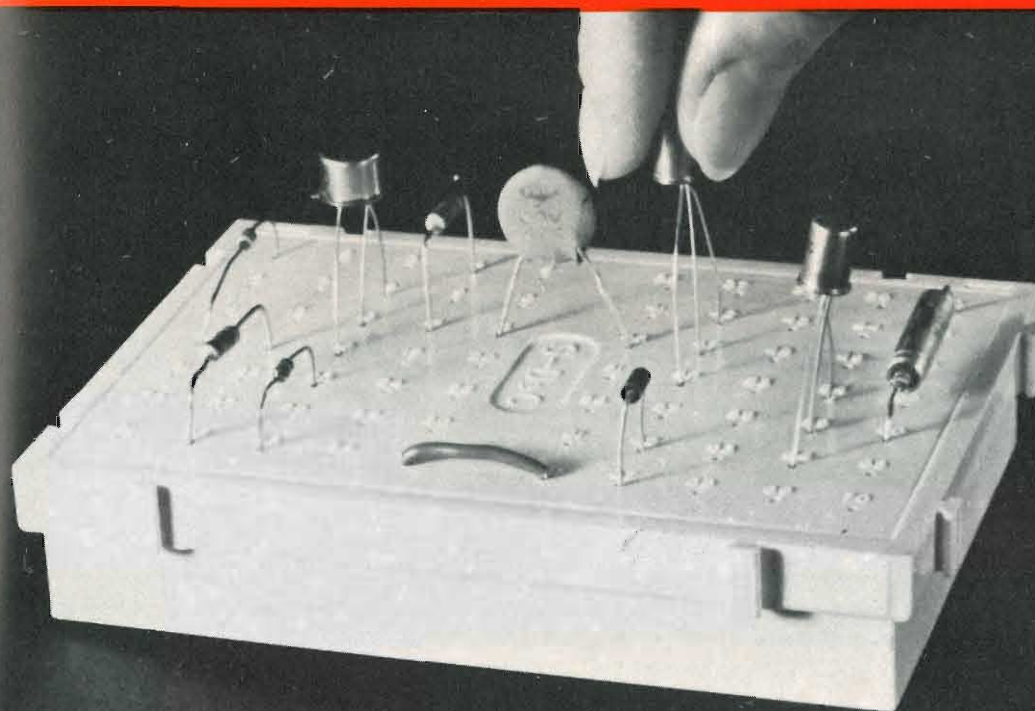
Sulla lastrina attraverso un procedimento complicato si fa crescere uno strato N, caratterizzato dal fatto che è allo stesso grado di purezza del substrato.

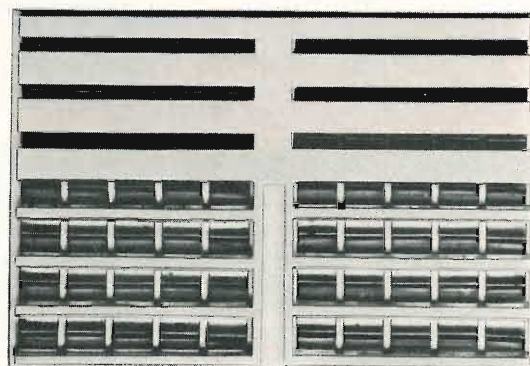
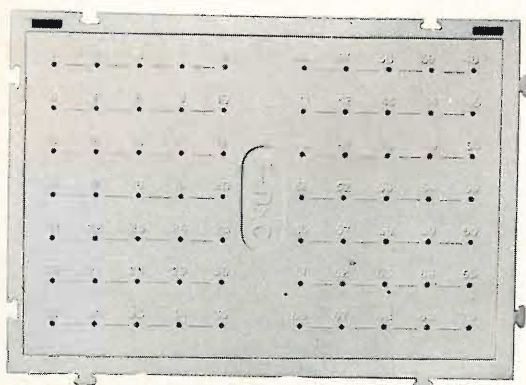
Il processo di fabbricazione finora descritto è quello completo con « buried layers ». Ove queste non siano necessarie si parte da questo punto, cioè con una lastrina che ha l'aspetto di fig. 23.

9) Pulitura
10) Ossidazione
11) Crescita fotosensibile per le isole
12) Incisione chimica
13) Pulitura
14) Diffusione P+ di isolamento

Consiste di una diffusione di boro (fig. 25). A questo punto è comune procedere alla prima serie di misure per assicurarsi che l'isolamento fra le isole sia sufficiente.

15) Pulitura
16) Ossidazione
17) Crescita fotosensibile
18) Incisione chimica delle aperture per la diffusione delle basi e delle resistenze.
19) Diffusione di boro per le basi e le resistenze.
20) Pulitura
21) 22) - come 16) - 17)
23) Diffusione di emettitore e delle zone N+ di collettore.

A questo punto gli elementi passivi e attivi sono tutti presenti nel circuito e mancano solamente i contatti e le interconnessioni di alluminio. Per questo si deposita uno strato uniforme di alluminio su tutta la lastrina e si procede analogamente a prima con lo strato di biossido di silicio.

DESCRIZIONE

L'S-DeC incorpora i risultati di un'accurata valutazione dei metodi di contatti usati nella realizzazione dei circuiti stampati. Il nuovo metodo sviluppato contiene alcune delle caratteristiche dei circuiti stampati, provati per essere impiegati in diverse applicazioni.
Una semplice unità S-DeC è costituita da 2 pannelli, ciascuno dei quali comporta 7 file parallele di contatti. Ogni fila contiene 5 punti di connessioni uniti tra di loro elettricamente.
Nell'insieme l'S-DeC è formato da 14 giunzioni indipendenti che danno un totale di 70 punti di connessione.
I contatti sono costituiti da doppie molle laminari di bronzo fosforoso (BSS 407/2).
La matrice dei punti di connessione ha una spaziatura di $\frac{3''}{8}$ = 0,96 cm che permette l'inserzione dei componenti fra le file adiacenti. I terminali dei componenti sono semplicemente inseriti nell'S-DeC. La disposizione lineare dei contatti conduce ad un sistema ordinato molto semplice, anche quando viene modificato per ottenere certe combinazioni.
L'S-DeC è costituito da un solido banco di polistirolo ben finito, ottenuto ad alta pressione. I circuiti che comportano maggiori punti nodali possono essere ottenuti con 2 o più S-DeC che vengono uniti insieme, dando così un'area stabile con le dimensioni desiderate.

ACCESSORI

Diversi elementi come i potenziometri vengono montati sul pannello di controllo fissato a delle aperture che si trovano nella base dell'S-DeC.
Altri elementi sono costituiti da piccole molle di compressione attaccate senza saldatura sul pannello. Esse servono al fissaggio e al controllo di certi componenti come le barrette di ferrite.

PROVE

L'S-DeC fu sottoposto per 12 mesi a prove di laboratorio prima di essere presentato sul mercato. Le caratteristiche tecniche conferiscono ottime prestazioni al prodotto.

USI PROFESSIONALI

In molti campi, l'S-DeC può offrire i seguenti vantaggi:
— Montaggio rapido
— Facilità nella sostituzione dei componenti
— Risparmio dei componenti per usi futuri
— Semplicità di passaggio da un circuito al suo equivalente.

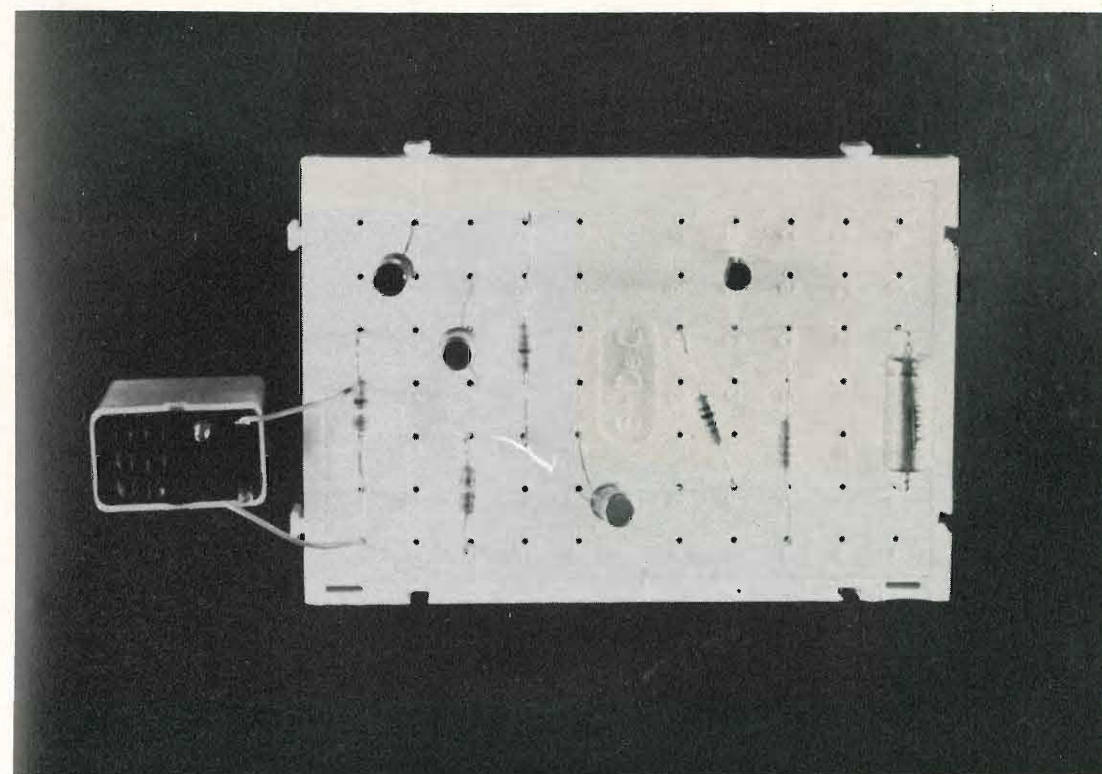
Questi fattori esprimono una riduzione del costo di lavoro risparmiando tempo, sia nel montaggio che nelle successive modifiche; inoltre impediscono il deterioramento dei componenti.

Ci sono molte applicazioni dove le induttanze derivate e le reattanze capacitive introdotti nei circuiti stampati danno origine e difficoltà nella progettazione. La regolarità dell'S-DeC con le sue caratteristiche elettriche facilmente misurabili consente all'ingegnere progettista di valutare gli effetti di questi fattori nell'esecuzione del circuito.

Oltre al tipo Standard D e C altre versioni sono vantaggiose e possono interessare l'uso professionale:

(1) contatti elettrici stagnati

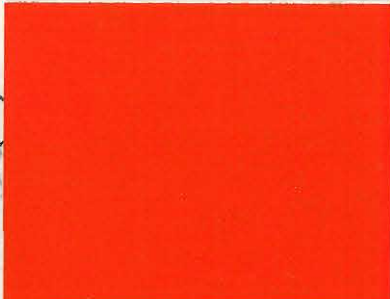
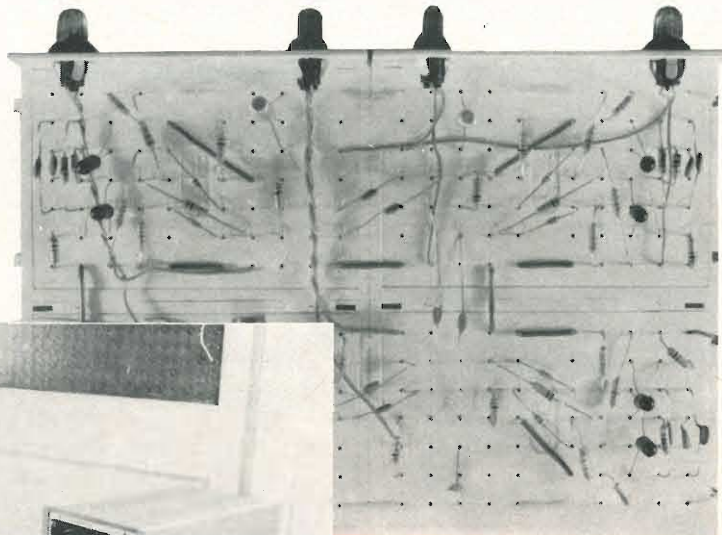
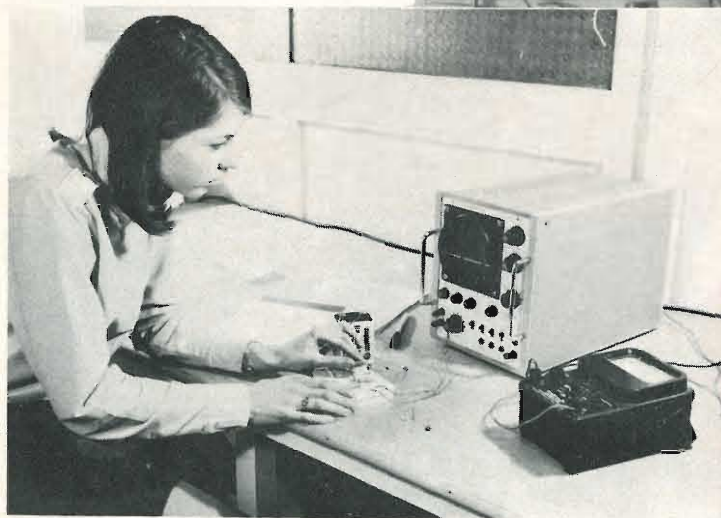
(2) contatti ad alta pressione

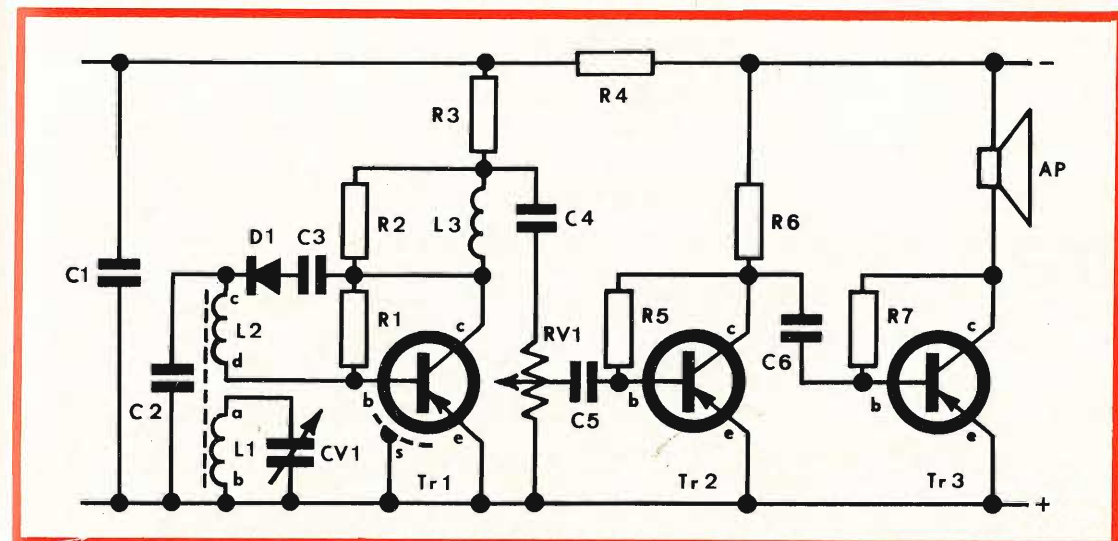
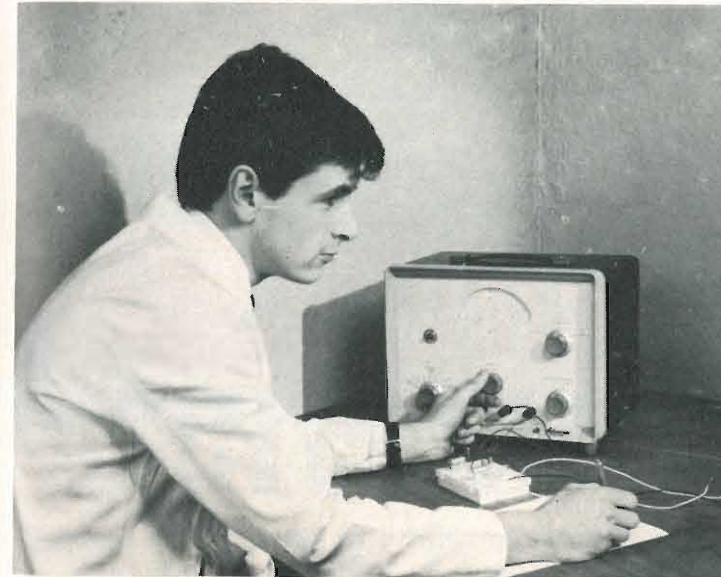
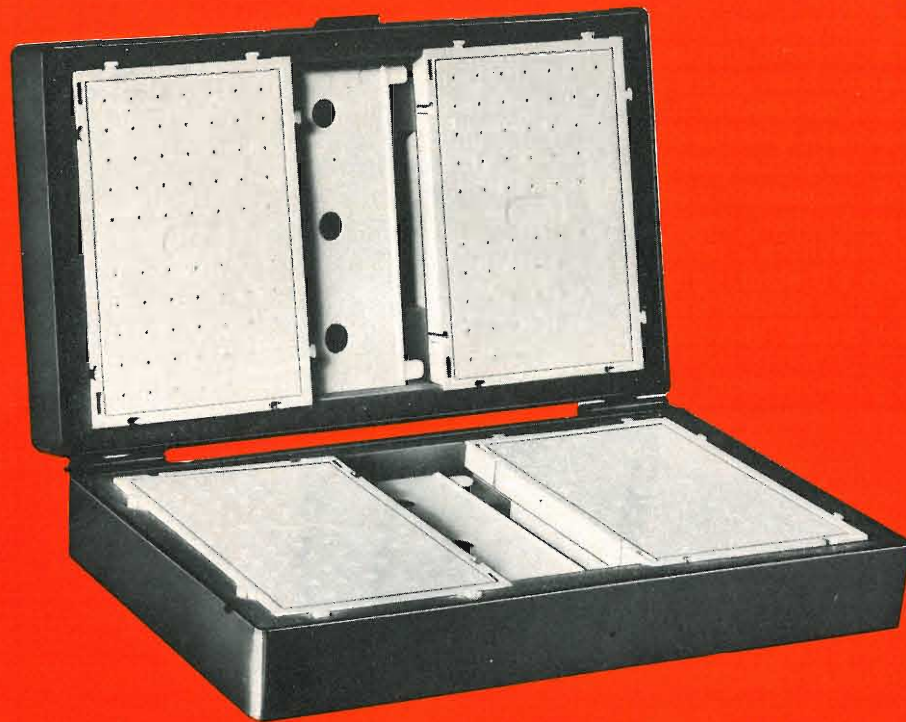
(3) contatti elettrici + contatti ad alta pressione

ISTRUZIONE

Il sistema è progettato per adattarsi alle esigenze di lavori sperimentali nuovi che riguardano maggiormente l'esperimento creativo aperto-finito.

Esso elimina certi svantaggi come:
— lentezza nel montaggio
— incertezza del contatto
— limitato numero di possibili configurazioni di circuiti
— alto costo specialmente quello di montaggio dei componenti.

L'S-DeC, progettato colla collaborazione di numerosi docenti sperimentali nel campo elettronico, risolve tutti i problemi presentati ad altri circuiti. Inoltre prevede una disposizione sicura di facile montaggio e smontaggio assicurando il risparmio del componente per ulteriore uso. La sua semplicità aumenta le prospettive nel campo dell'insegnamento dell'elettronica permettendo di guadagnare tempo e di togliere certi difetti prima incontrati.

L'S-DeC costituisce la base di ogni lavoro pratico e permette di risolvere problemi di ogni livello. Molti lavori di ricerca trovano nel D e C un aiuto incalcolabile sia per sviluppare circuiti che nella loro progettazione. Per le scuole, e per i Laboratori delle Industrie esso costituisce la base di ogni studio e pratica.

USO DELL'S-DeC

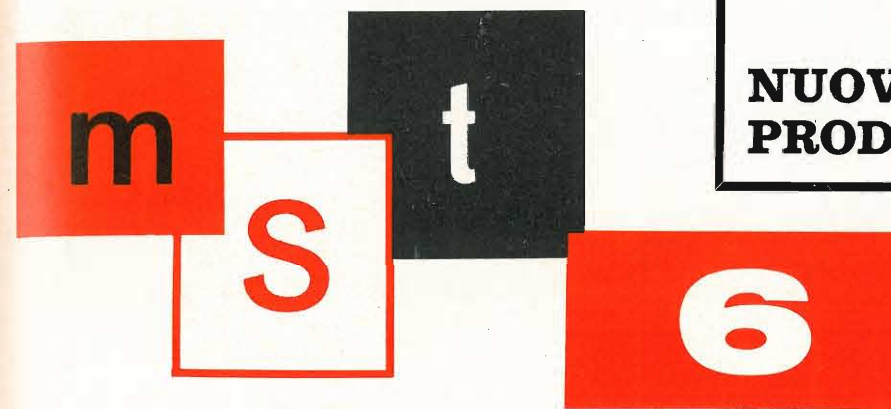
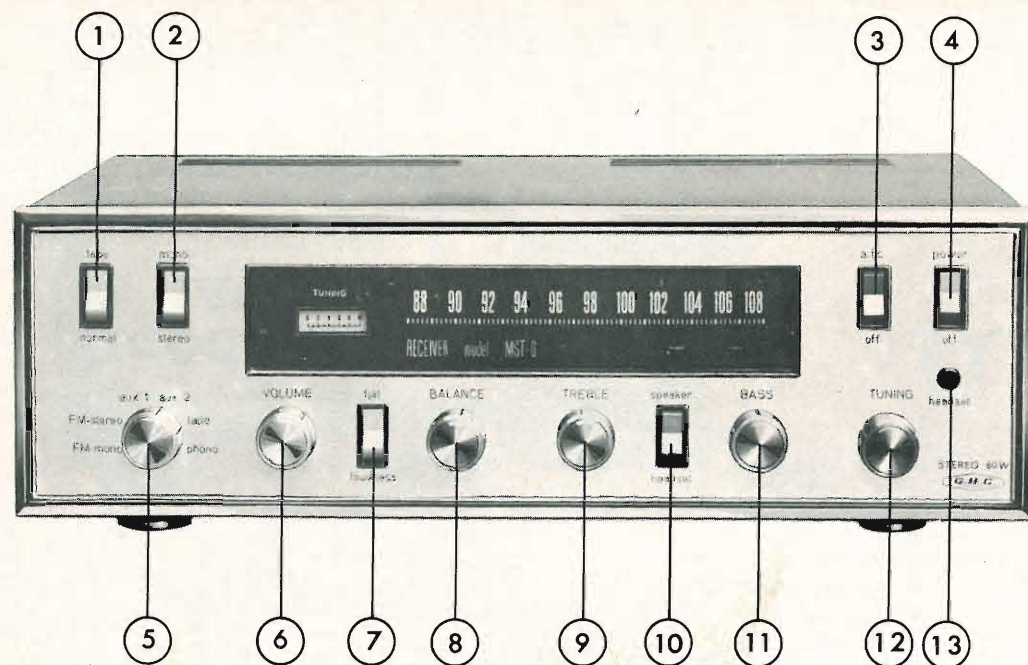
Un radioamatore diplomato, o un dilettante entusiasta, si trova di fronte a problemi teorici e pratici.
L'S-DeC rappresenta per entrambi un metodo di base di grande aiuto. Esso permette di assicurare che i diversi circuiti siano funzionanti prima del montaggio finale, e con una modesta quantità di componenti permette la costruzione di un'ampia gamma di circuiti a basso prezzo.
Ogni S-DeC acquistato contiene un opuscoletto « Progetti di costruzioni degli S-DeC »; questo opuscolo illustra un ricevitore « reflex » a 3 transistor, un amplificatore audio a 3 stadi, un oscillatore morse di esercizio ed inoltre altri schemi molto utili. Per il montaggio, i numeri sull'S-DeC servono di guida.

S-DeC Kit

Contiene:
- 1 S-DeC
- 1 pannello di controllo
- accessori
- un libretto con tutte le sequenze di montaggio di un D e C.

4-DeC Kit

Contiene:
- 4 S-DeC
- 2 pannelli di controllo
- accessori
- 1 libretto illustrante gli schemi sull'S-DeC; il tutto in una robusta e utile scatola di plastica.

DATI TECNICI

- forza di inserzione e disinserzione 90 g
- forza di inserzione e disinserzione nella versione ad alta pressione: 200 g
- Resistenza tra i contatti adiacenti 10 mΩ
- Resistenza d'isolamento tra le pile adiacenti di contatti 10^{10} Ω
- Capacità tra le file adiacenti di contatti 3 pF
- Peso 85 g
- Dimensioni 11,7 x 8,3 x 2,2 cm
- Colore bianco
- Materiale polistirolo ad alta pressione

PANNELLO ANTERIORE: FUNZIONI E COMANDI 1) TAPE-NORMAL

Questo comando consente il controllo della qualità e del livello delle registrazioni su nastro magnetico (27-28-29-30-31) effettuate con registratori predisposti con tre testine.
— In posizione NORMAL si ha in altoparlante lo stesso segnale che si stà registrando.
— In posizione TAPE si ha invece la riproduzione del nastro sul quale si stà effettuando la registrazione.

2) MONO-STEREO

Quando il programma che si vuole ascoltare, radio, dischi ecc., è monoaurale, si predispone questo comando in posizione MONO; in conseguenza gli stessi segnali saranno riprodotti contemporaneamente da entrambi i canali. In posizione STEREO i 2 canali lavorano separati e sono predisposti per ricevere ed amplificare separatamente le due informazioni che compongono il segnale stereofonico.

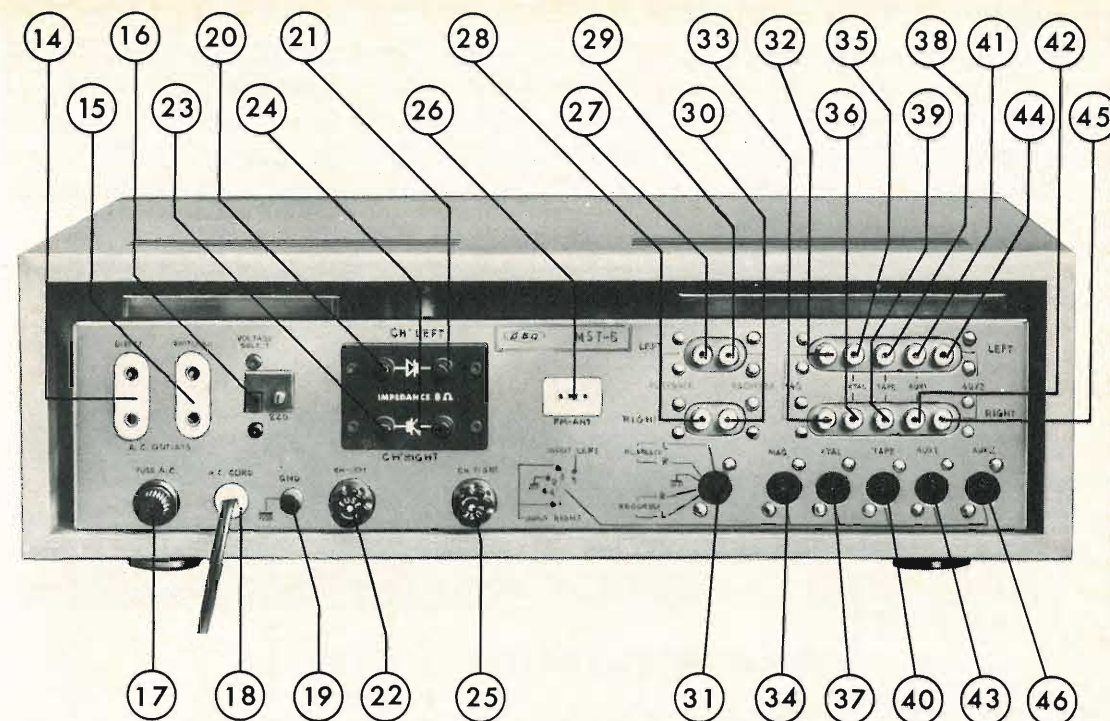
3) AFC-OFF

Si utilizza durante la ricerca e l'ascolto di trasmissioni radio. Per la ricerca si predispone nella posizione OFF; si sintonizza (12) il radioricevitore sulla emittente che si gradisce e si sposta il comando nella posizione A.F.C. L'agganciamento del controllo automatico di frequenza, così ottenuto, garantisce una piacevole e stabile ricezione.

4) POWER-OFF

L'apparecchio è acceso o spento a mezzo di questo comando. Acceso in posizione POWER, spento in posizione OFF.

5) FM-MONO FM-STEREO AUX 1 AUX 2 TAPE PHONO

La predisposizione delle funzioni, e la selezione delle varie fonti di segnale, è ottenuta commutando questo comando nelle varie posizioni:
— FM-MONO: Ricezione monoaurale di radiotrasmissioni a modulazione di frequenza.
— FM-STEREO: Come la FM-MONO, ma con separazione automatica dei due canali in presenza di radiotrasmissioni stereo.

— AUX 1 ed AUX 2: Ascolto da apparecchi ausiliari, quali televisori, ricevitori per filodiffusione, ecc. (41-42-43-44-45-46).
— TAPE: Riproduzione da registratori mono e stereo (38-39-40).
— PHONO: Riproduzione fonografica di dischi mono e stereo (32-33-34-35-36-37).

6) VOLUME

Comando unico per la regolazione dell'intensità sonora; agisce contemporaneamente su entrambi i canali.

7) FLAT-LOUDNES

In posizione FLAT la curva di risposta dell'amplificatore è piatta per tutto il campo di frequenza a qualsiasi volume. Mentre nella posizione LOUDNESS viene inserita una correzione fisiologica che agisce soltanto a basso volume, lasciando inalterata la risposta dell'amplificatore ai volumi medi ed alti; essa quindi provvede a compensare la perdita di sensibilità dell'orecchio umano, in presenza di bassi livelli sonori.

8) BALANCE

Questo controllo permette di bilanciare il livello sonoro dei due canali. Ruotandolo in senso orario si ha un incremento di volume nel canale destro ed un contemporaneo decremento in quello sinistro; ruotandolo in senso antiorario si ottiene l'inverso.

9) TREBLE

Controllo toni acuti. Ruotato a sinistra diminuisce il livello degli acuti in entrambi i canali. In posizione centrale è neutro, cioè non modifica la risposta dell'amplificatore. Ruotato a destra incrementa il livello degli acuti.

10) SPEAKER-HEADSET

In posizione SPEAKER, i segnali di uscita azionano gli altoparlanti ed anche l'eventuale cuffia. In posizione HEADSET rimane in servizio la sola uscita per cuffia mentre gli altoparlanti vengono disinseriti e sostituiti automaticamente con un carico resistivo.

11) BASS

Controllo toni bassi. Quando è ruotato a sinistra diminuisce il livello dei toni bassi in entrambi i canali. In posizione centrale è neutro, e quindi non modifica la risposta dell'amplificatore. Ruotato a destra incrementa il livello dei bassi.

12) TUNING

Sintonia. Con questo comando si effettua la ricerca delle stazioni radio quando viene utilizzato il sintonizzatore FM incorporato.

13) HEADSET

Presa d'uscita per cuffia stereofonica.

PANNELLO POSTERIORE: FUNZIONI E COLLEGAMENTI

14) Presa di corrente alternata per apparecchi sussidiari, registratori, gruppi fonografici ecc. È derivata direttamente dal cordone di rete.

15) Presa di corrente alternata per apparecchi sussidiari, registratori, gruppi fonografici ecc. È derivata dal cordone di rete ma riceve tensione solo ad apparecchio acceso.

16) Cambio di tensione. Si predispone sulla tensione di rete mediante lo spostamento del pulsante a slitta.

17) Fusibile di rete per 220 V/0,75 A; 120 V/1,5 A.

18) Cordone di alimentazione.

19) Presa di terra.

20-21) Morsetti di uscita per gli altoparlanti del canale sinistro. Il collegamento di massa è costituito dal morsetto nero.

22) Fusibile di protezione contro i sovraccarichi, per il canale sinistro (1,5 A).

23-24) Morsetti di uscita per gli altoparlanti del canale destro. Il collegamento di massa è costituito dal morsetto nero.

25) Fusibile di protezione contro i sovraccarichi, per il canale destro (1,5 A).

26) Presa d'entrata per antenna FM (300 Ω).

27-28-29-30) Gruppo di prese a plug per l'impiego dell'amplificatore con funzione di MONITOR durante le registrazioni effettuate con registratori predisposti a tre testine.
— Ingressi per riproduzione immediata: 27 canale sinistro, 28 canale destro.
— Uscite per registrazione: 29 canale sinistro, 30 canale destro.

31) Presa multipla per registratore. Ha le stesse funzioni delle prese 27-28-29-30. Differisce dalle precedenti per il tipo normalizzato DIN.

32-33-34) Ingressi per 1 fonorivelatore magnetico: 32 canale sinistro e 33 canale destro con prese a plug, 34 presa bicanale a norme DIN.

35-36-37) Ingressi per 1 fonorivelatore a cristallo, piezo o ceramico (da impiegarsi in alternativa al magnetico ma non contemporaneamente): 35 canale sinistro e 36 canale destro con prese a plug, 37 presa bicanale a norme DIN.

38-39-40) Ingressi per registratore: 38 canale sinistro e 39 canale destro con prese a plug, 40 presa bicanale a norme DIN.

41-42-43) Ingressi ausiliari per filodiffusione, TV, ecc.: 41 canale sinistro e 42 canale destro con prese a plug, 43 presa bicanale a norme DIN.

44-45-46) Ingressi ausiliari per filodiffusione, TV, ecc.: 44 canale sinistro e 45 canale destro con prese a plug, 46 presa bicanale a norme DIN.

SCHEMI

alcune realizzazioni con valvole BRIMAR

Circuito	Valvole BRIMAR	Descrizione	APPLICATION REPORT
V P9 Pre-amplificatore Mono	ECC 807	adatto per amplificatore VA12 sensibilità ingresso (per uscita 150 mV) P.U. Magnetico 6,8 mV a 1 kHz Riprod. nastri 6,8 mV a 5 kHz Radio 47 mV a 1 kHz Microfono 6,3 mV a 1 kHz	L. 71
V P10 Pre-amplificatore Mono Hi-Fi	ECC 807 ECC 807	adatto per amplificatore VA12 sensibilità ingresso (per uscita 120 mV) P.U. Magnetico 4 mV a 1 kHz Riprod. nastri 4 mV a 5 kHz Radio 32 mV a 1 kHz Microfono 9 mV a 1 kHz	L. 90
VA 12 Amplificatore Hi-Fi 20 W	ECC 807 ECC 83 EL 506 EL 506	Uscita 20 W 1 kHz distorsione minore di 0,1% altoparlante 15 Ω o 3 Ω ingresso 130 mV (per 20 W di uscita) larg. di banda 30 Hz ÷ 20 kHz a 20 W con tolleranza 0,1 dB	L. 96
Base tempo a linea stabilizzata	ECC 804 PL 504 PY 801 DY 802	405/625 Dual Standard Invertitore con interruttore da 3 poli a 2 vie adatta per tubi da 19", 23", 25" Scansione 110° · 20 kV EAT	L. 98
Campo TV base-tempo	PCL 85 EF 80	Triodo pentodo circuito « kick-back » intreccio eccellente su 405 e 625 giogo ad alta sensibilità adatto per tubi da 19", 23" o 25" Scansione 110° · 20 kV EAT	L. 99
Elettrometro	6 B S 7 13 D 3	Per misurazione di correnti estremamente basse: 10^{-11} A La corrente aumenta al diminuire della R1 Temperatura compensata Protezione contro i sovraccarichi	L. 109

Ulteriori particolari sui progetti dei circuiti BRIMAR sono disponibili a: Thorn-AEI Investigation Reports aviabile from Thorn-AEI Radio Valves & Tubes Ltd, Publicity Department, 7 Soho Square, London W1.

VP 10 PREAMPLIFICATORE MONO HI-FI

ECC807 ECC807

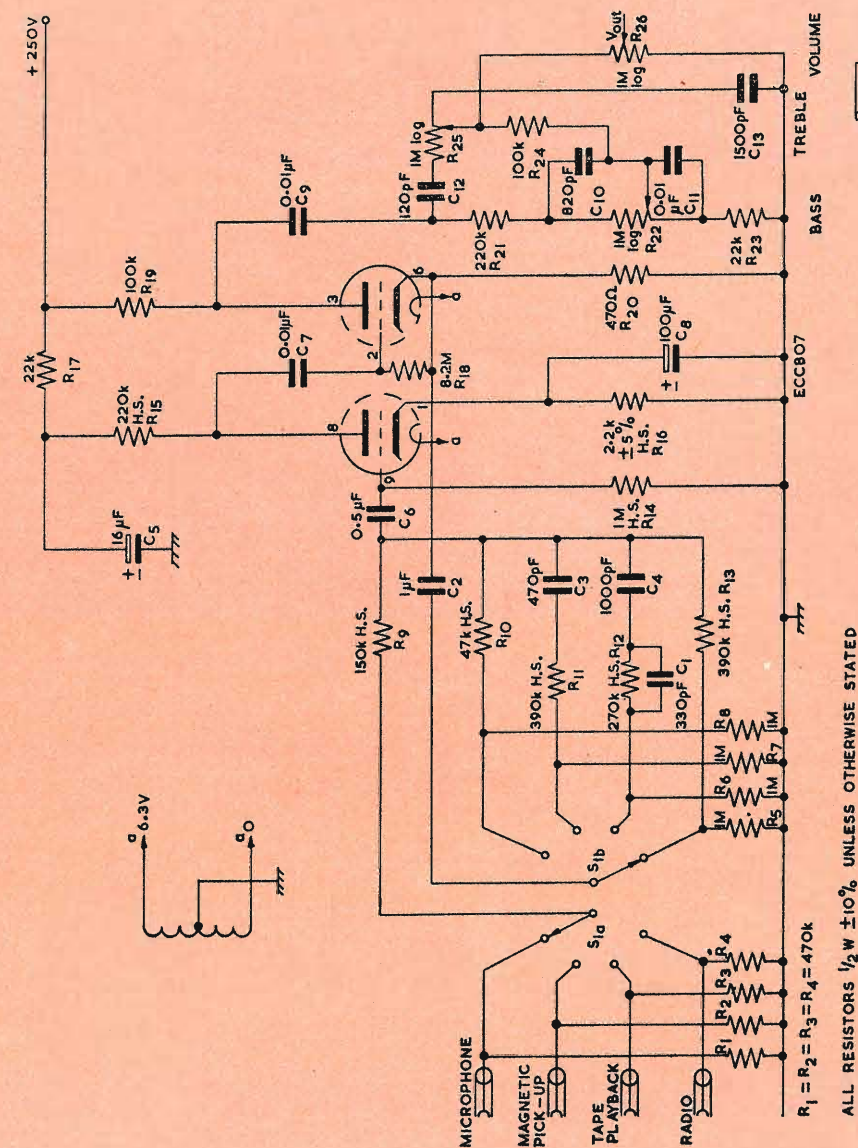
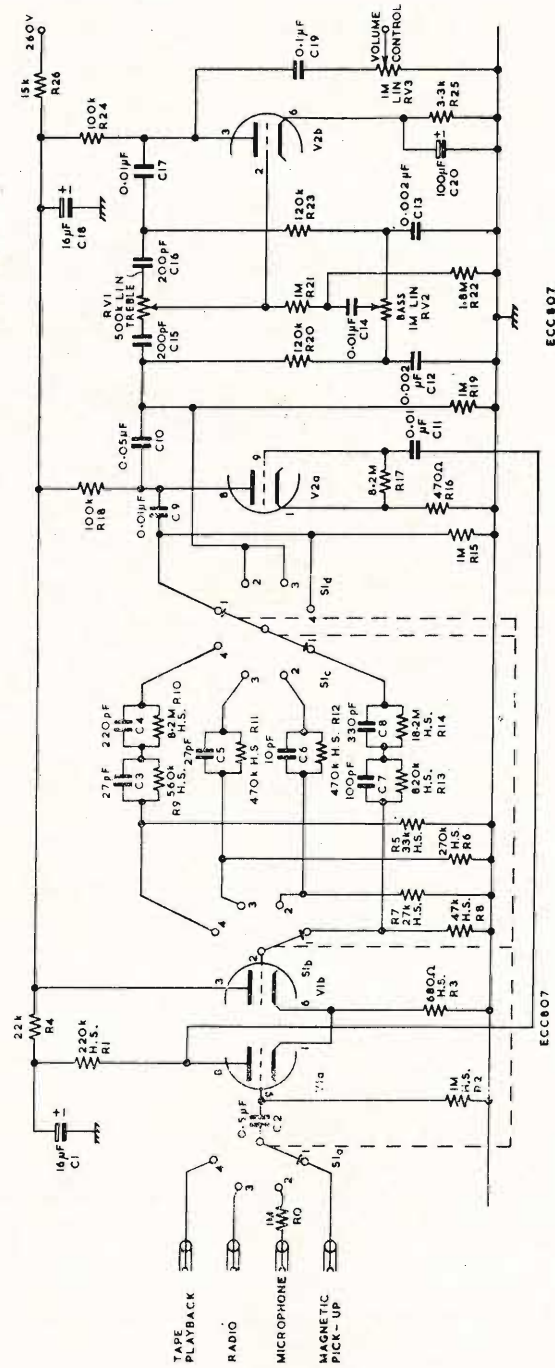
VA 12 AMPLIFICATORE BRIMAR HI-FI 20 W

ECC807 ECC83 EL508 EL506

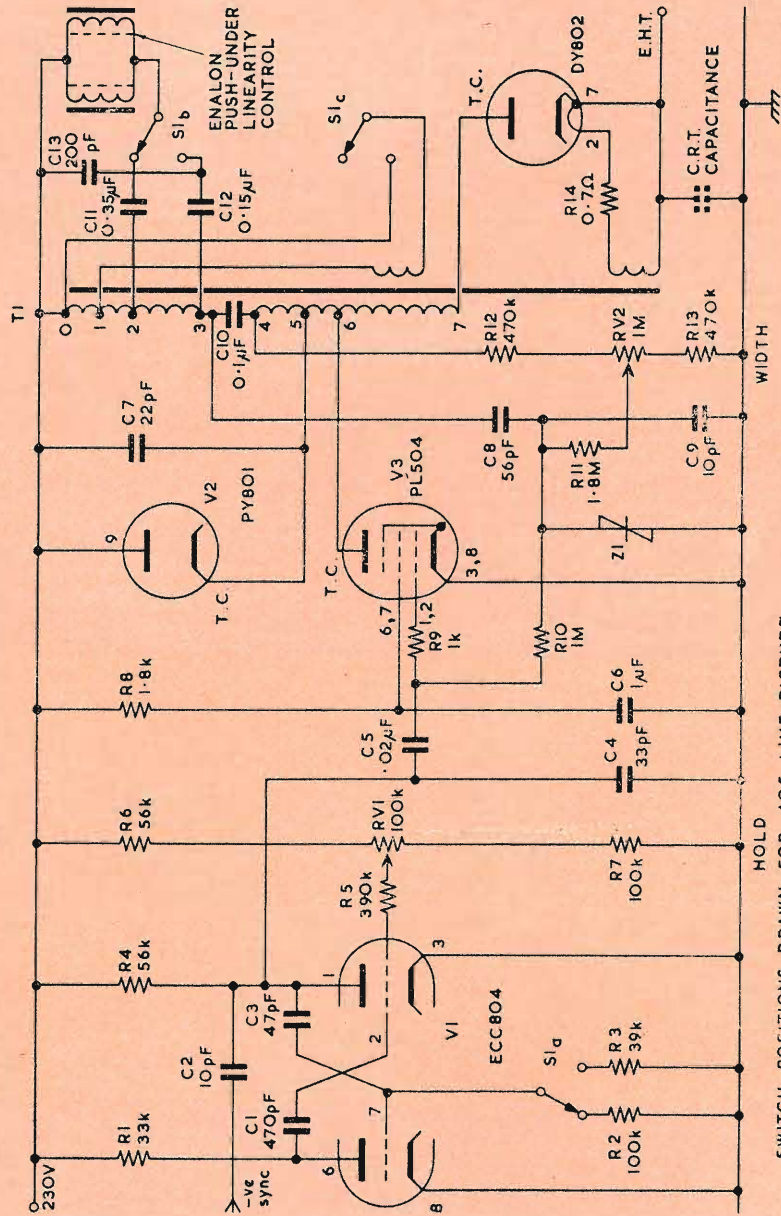
AUXILIARY EQUIPMENT (see text)

LR91 ECC807 ECC83 2xEL506

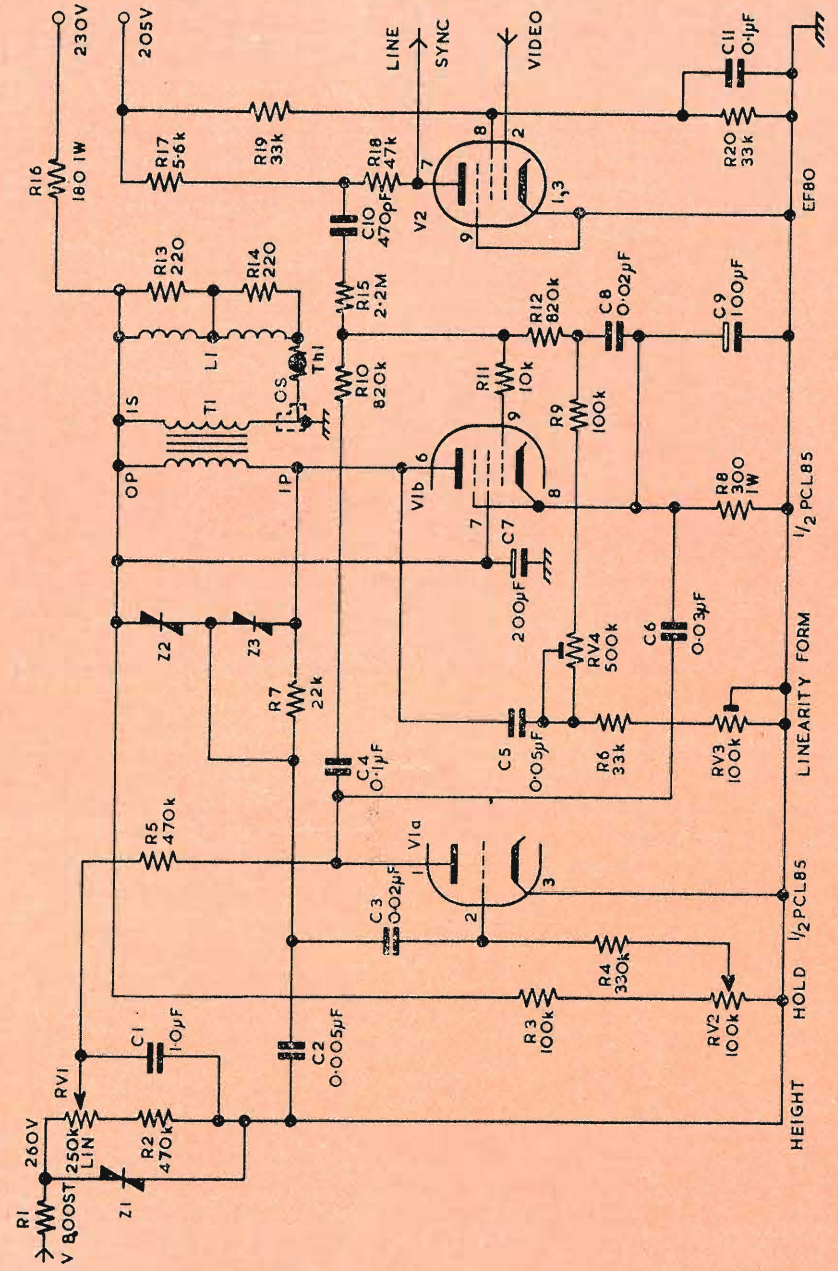
MAINS TRANSFORMER GARDNERS TYPE BS6040
SECONDARY RATING 20-0-20-260-320-380V; 210mA

OUTPUT TRANSFORMER GARDNERS TYPE AS7034, 30W
PRIMARY 6·6 kΩ WITH 43% SCREEN TAPS
SECONDARY 15Ω OR 3Ω

ALL RESISTORS ±10% UNLESS OTHERWISE STATED
H.S. HIGH STABILITY
CAPACITOR VOLTAGES ARE PEAK-WORKING VALUES
*C15=270pF; R27=8·2k ±5% FOR 15Ω SPEAKER
C15=560pF; R27=3·9k ±5% FOR 3Ω SPEAKER
†IF AUXILIARY EQUIPMENT IS USED R22 SHOULD BE ADJUSTED TO MAINTAIN 375V ACROSS C9

BASE DI TEMPO A LINEA STABILIZZATA

ECC804 PL504 PY801 DY802

SWITCH POSITIONS DRAWN FOR 405 LINE PICTURE

CAMPO TV - BASE DI TEMPO

PCL85 EF80

LA TERMINOLOGIA DELL' AMPLIFICAZIONE SONORA

PARTE SECONDA

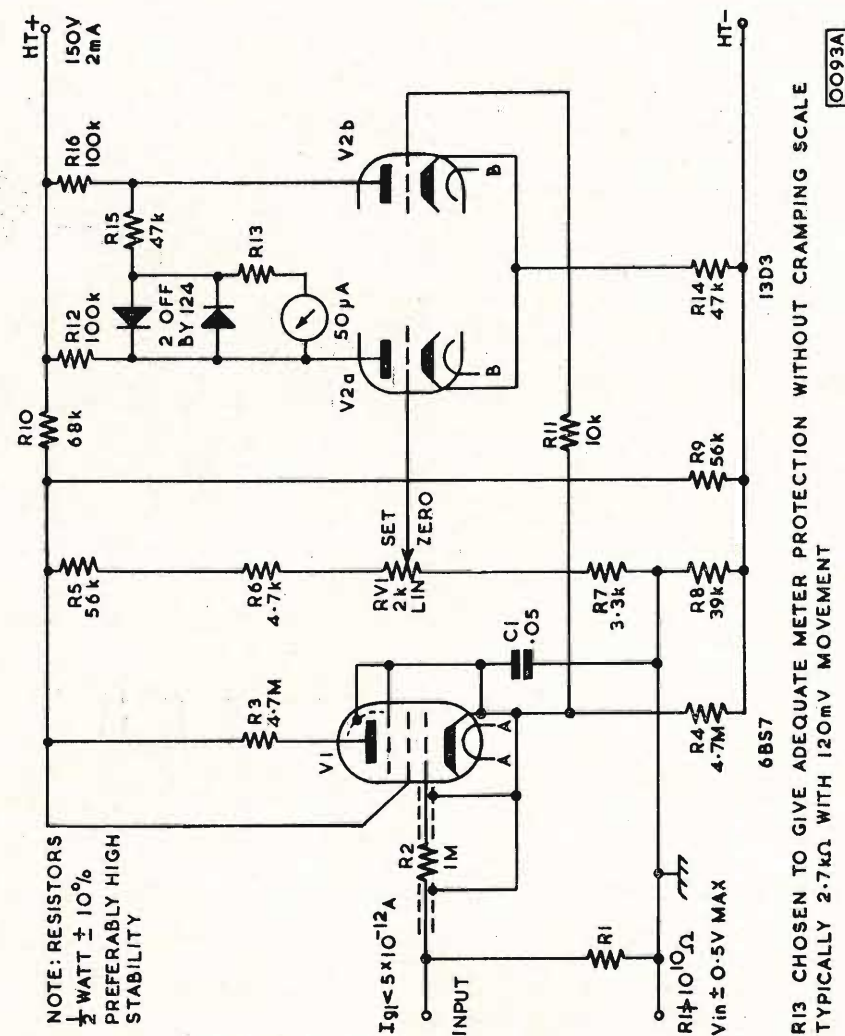
a cura di L. Biancoli

Riprendiamo in questa seconda parte conclusiva l'elenco dei termini principali riferiti all'amplificazione sonora, con l'esposizione del rispettivo significato pratico. Come nella prima parte, sono inseriti anch'essi in ordine alfabetico i termini inglesi, con la relativa traduzione in italiano, riferita al significato.

FATTORE DI MERITO DELLA BOBINA MOBILE: Negli altoparlanti adatti alla riproduzione delle frequenze gravi, la bobina mobile viene spesso realizzata con una lunghezza maggiore della profondità del traferro, che stabilisce anche la lunghezza del campo magnetico efficace. In tal modo, si ha sempre un numero costante delle spire che la compongono, immerse nel campo magnetico, indipendentemente dall'ampiezza delle escursioni che essa compie. Ciò è necessario per ottenere una certa linearità, ma il medesimo risultato può essere ottenuto anche rendendo invece la bobina mobile più corta del traferro. Se essa è più lunga, alcune delle sue spire si trovano al di fuori del traferro, per cui non contribuiscono a determinare una forza motrice agli effetti dell'energia dinamica del cono, per cui il rendimento risulta inevitabilmente inferiore a quello presumibile in funzione del numero delle spire. Quando invece la bobina mobile presenta una lunghezza minore dello spessore (o profondità) del traferro, il rendimento è indubbiamente massimo, ma il campo magnetico fornito dal magnete permanente non viene sfruttato per intero, il che implica la necessità di usufruire di un magnete permanente di potenza maggiore di quella che occorrerebbe invece con una bobina di maggiore lunghezza.

FILTRO « CROSSOVER »: Vedi « Crossover ».

FLAT SPEAKER: V. Altoparlante piatto.

FLUSSO MAGNETICO: Questo è un termine che definisce quel tipo di energia che viene prodotta da un magnete, sia esso permanente oppure eccitato mediante una corrente elettrica. Esso consiste in linee di forza, e può essere misurato in funzione del numero di linee di forza per unità di spazio, oppure in funzione del peso che il magnete è in grado di sollevare da una certa distanza.

FRAME: Vedi Cestello.

FREQUENCY RESPONSE: Vedi Linearità.

FRONT PLATE: Vedi Espansione polare superiore.

GAP: Vedi Traferro.

HANGOVER: Vedi Inerzia.

HORN: Vedi Tromba.

IMPEDENCE: Vedi Impedenza.

IMPEDENZA: Definisce per l'esattezza la resistenza che un componente, un dispositivo o un circuito presenta al passaggio di una corrente alternata. Con la espressione di questa grandezza è possibile identificare le caratteristiche di ingresso e di uscita di un amplificatore, e quindi le caratteristiche intrinseche di un trasduttore (sia esso attivo o passivo) agli effetti dell'adattamento rispettivamente dei circuiti di ingresso e di uscita di un amplificatore.

INERZIA: Agli effetti delle caratteristiche di funzionamento di un qualsiasi trasduttore, quando la parte mobile (ad esempio la bobina mobile ed il cono) non presenta un sufficiente smorzamento, essa tende a continuare a vibrare anche quando l'energia di eccitazione è cessata. In altre parole, quando un altoparlante presenta un certo fattore di inerzia, esso non è in grado di riprodurre delle note istantanee, o comunque di cessare immediatamente la produzione di onde sonore col cessare della corrente di eccitazione nella bobina mobile, in quanto il cono continua a vibrare anche dopo che quest'ultima è cessata, sia pure per un brevissimo periodo di tempo. Di conseguenza, un altoparlante che presenti tale inerzia tende a produrre artificiosamente un effetto di eco, che può dare fenomeni assai sgradevoli e comunque indesiderabili. Fenomeni del genere si riscontrano naturalmente anche in altri tipi di trasduttori, quali i microfoni, le testine di lettura per i dischi, ecc. In ogni caso, il trasduttore, qualunque sia la categoria alla quale appartiene, deve presentare una minima inerzia, ossia deve vibrare soltanto quando esiste l'energia che deve sollecitarlo per il suo naturale funzionamento, seguendone fedelmente l'andamento.

INFINITE BAFFLE: Vedi Diffusore infinito.

INVOLUCRO APERTO SUL RETRO: È la traduzione letterale del termine inglese « Open-Back Cabinet ». Si tratta quindi di un involucro per altoparlante, a volte contenente anche l'amplificatore o il radioricevitore, nel quale il retro viene lasciato aperto, senza compiere quindi alcun tentativo per limitare l'interferenza che le onde sonore posteriori esercitano agli effetti della sensazione acustica prodotta dalle onde che si propagano frontalmente dall'altoparlante. Questo tipo di involucro, che viene usato con la maggiore frequenza nella realizzazione di apparecchi radio di ogni dimensione (compresi quelli tascabili), di televisori, ecc., nonché di diffusori del tipo più economico, determina il funzionamento dell'altoparlante come dipolo (vedi alla voce), per cui è assolutamente impossibile ottenere un buon responso sulle frequenze più basse. Oltre a ciò, un diffusore col retro completamente aperto si comporta frequentemente come un tubo sintonizzato di lunghezza limitata, che rinforza le onde sonore in corrispondenza di una frequenza pari alla metà di quella di eccitazione. Nei diffusori di grosse dimensioni, questa caratteristica determina normalmente un picco nelle frequenze comprese tra 100 e 150 Hertz, col risultato che si ottiene l'illusione di un buon responso alle frequenze gravi, mentre si tratta di realtà di una risonanza che è particolarmente sgradevole quando tra i suoni riprodotti figurano quelli provenienti da una voce maschile.

IONIC TWEETER: Vedi « Tweeter » Ionico.

LENTE ACUSTICA: La lente è un dispositivo normalmente usato nel campo dell'ottica, per ottenere la concentrazione o la distribuzione di onde luminose su di un punto o su di una superficie: analogamente, esistono dispositivi acustici che sono in grado di concentrare le onde sonore in un punto, oppure di fare in modo che le onde sonore uscenti da un punto vengano distribuite uniformemente con un certo angolo di irradiazione. In altre parole, si tratta di un dispositivo che determina la convergenza o la divergenza di onde sonore.

Nel campo degli altoparlanti, la lente acustica aumenta il campo di diffusione delle onde sonore di frequenza maggiore, che — diversamente — tendono a propagarsi in modo assai più direzionale che non le onde sonore di frequenza assai ridotta. Da un punto di vista pratico, una lente acustica può essere costituita da pannelli disposti parallelamente, oppure da barre disposte in modo da costituire delle griglie più o meno fitte, o ancora può consistere in un pannello in materiale solido disposto anteriormente all'altoparlante, e provvisto di un certo numero di fori.

Per la maggior parte degli altoparlanti adatti alla riproduzione delle frequenze acute, un tipo di lente acustica che consente la propagazione dei suoni con notevole angolo di diffusione viene realizzato impiegando una superficie riflettente di forma semisferica, rivolta in modo da presentare il lato concavo verso il centro dell'altoparlante, e disposta coassialmente ed a distanza relativamente ridotta dall'altoparlante stesso. Il risultato che essa consente è del tutto paragonabile a quello di una lente acustica propriamente detta.

LINEARITÀ: Questo termine definisce l'uniformità di responso da parte di un amplificatore o di un trasduttore, entro una determinata gamma di frequenze. Nel campo dell'alta fedeltà, la linearità deve essere compresa almeno tra un minimo di 16 ed un massimo di 16.000 Hertz. Al di sotto di tali estremi, la linearità non è sufficiente a consentire la riproduzione di tutti i suoni di frequenza compresa nella gamma alla quale l'orecchio umano normale risulta sensibile.

LINEARITY: Vedi Linearità.

LOADING: Vedi Carico.

MAGNET: Vedi Magnete.

MAGNETE: Corpo metallico di forma particolare, solitamente realizzato in leghe a base di acciaio, nichel, cromo, cobalto, ecc., che viene in un primo tempo temperato, ed in un secondo tempo magnetizzato immergendolo in un campo magnetico assai intenso, prodotto da una bobina percorsa da una corrente di fortissima intensità.

I magneti vengono impiegati per produrre un campo magnetico attraverso le espansioni polari, nei trasduttori che non siano di tipo elettrostatico o piezoelettrico.

MAGNETIC FLUX: Vedi Flusso Magnetico.

MAGNETIC GAP: Vedi Traferro.

MASS: Vedi Massa.

MASSA: Qualsiasi trasduttore — di qualunque natura esso sia — implica la presenza di una parte mobile: esso consiste nel nastro in un microfono del tipo a velocità, nella membrana in un microfono dinamico o piezoelettrico o elettrostatico, nell'ancora che sostiene la puntina in una testina di lettura per dischi, e nel cono solidale con la bobina mobile in un altoparlante.

Se un trasduttore fosse munito di una parte mobile privo di massa, cosa concepibile beninteso solo in teoria, il suo rendimento ed il suo responso presenterebbero le caratteristiche ideali: mediante questa assurda ipotesi, è quindi possibile definire ciò che si intende per massa. Essa rappresenta sostanzialmente il peso della parte mobile di un trasduttore, ossia quella caratteristica intrinseca che tende ad opporsi alle sue vibrazioni, attribuendo all'equipaggio mobile una determinata frequenza caratteristica di risonanza. Per ottenere la massima linearità di responso da parte di un trasduttore (sia esso attivo o passivo) è necessario escogitare mezzi adeguati atti a neutralizzare gli effetti negativi dovuti appunto alla massa.

Da ciò è altrettanto facile dedurre che più leggera è la parte vibrante di un trasduttore, migliori sono le sue caratteristiche di funzionamento; esistono però

due possibilità: una è che la parte mobile venga realizzata in modo da presentare un peso talmente ridotto da non avere più la robustezza necessaria per sopportare gli sforzi meccanici ai quali viene sottoposta. L'altra consiste nel fatto che la riduzione del suo peso o ne aumenta le perdite dovute alla resistenza elettrica (come ad esempio quando si tratta di una bobina mobile, che venga realizzata in alluminio anziché in rame), oppure diminuisce la sua forza meccanica di eccitazione, se il volume viene reso minore. Dal momento che due sono i fattori che entrano in gioco in opposte direzioni, è quindi necessario ricorrere ad un compromesso tra le due esigenze, tali da consentire il raggiungimento del risultato migliore. Un esempio può essere ottenuto quando la massa della bobina mobile di un altoparlante viene resa uguale alla massa del cono, più la massa dell'aria ad esso adiacente.

MEMBRANA: Questo termine definisce solitamente quell'organo di forma piatta e più o meno circolare, avente il compito di captare le onde sonore per trasformarle in vibrazioni meccaniche (nel caso del microfono), oppure di produrre onde sonore a causa di vibrazioni meccaniche (nel caso dell'altoparlante).

Nei microfoni, la membrana deve avere caratteristiche tali da vibrare in modo il più possibile uniforme su tutte le frequenze delle onde sonore che il microfono deve essere in grado di riprodurre: quando invece si tratta di un altoparlante, la membrana, vale a dire il cono, deve avere caratteristiche tali da riprodurre nel modo più uniforme possibile tutti i suoni che rientrano nella gamma che l'altoparlante stesso è in grado di riprodurre, e — nel medesimo tempo — deve presentare quelle caratteristiche di robustezza che sono indispensabili affinché il cono possa evitare di rompersi o comunque di alterarsi nella sua struttura a causa delle vibrazioni meccaniche. Oltre a ciò, dal momento che ogni cono ha una sua frequenza tipica di risonanza, in genere è bene fare in modo che questa cada al di fuori della gamma entro la quale l'altoparlante viene fatto funzionare. Ciò contribuisce ad ottenere un responso uniforme, ossia lineare.

MESSA IN FASE: Quando un amplificatore viene sfruttato per eccitare più di un altoparlante, e quando le diverse unità di riproduzione sono installate in uno stesso locale, è assolutamente indispensabile che i suddetti altoparlanti siano collegati in fase tra loro. Ciò significa che — per ogni semialternanza di ogni singolo segnale riprodotto — tutti i coni delle varie unità devono spostarsi nella stessa direzione rispetto al loro asse, in modo da determinare tutti una fase di compressione oppure una fase di rarefazione dell'aria antistante. In caso contrario, dal momento che le vibrazioni forniscono a chi ascolta una sensazione cumulativa, accadrebbe inevitabilmente che uno stesso suono determini una compressione da parte di qualche unità, ed una rarefazione da parte di altre, col risultato che i due fenomeni acustici darebbero una sensazione pari alla differenza dei due stimoli, anziché alla loro somma. Ciò sarebbe causa di un responso tutt'altro che fedele, in quanto l'onda sonora risultante dalla sovrapposizione delle due provenienti dalle due fonti sfasate tra loro sarebbe distorta rispetto a quella originale.

MID RANGE SPEAKER: Vedi Altoparlante per frequenze centrali.

ONDULAZIONI DEL CONO: Per conferire al cono la necessaria elasticità, che gli consente di spostarsi nei due sensi lungo l'asse dell'altoparlante, seguendo le vibrazioni meccaniche impartitegli dalla bobina mobile, il bordo circolare del cono, attraverso il quale esso viene fissato al cestello, è munito di ondulazioni aventi determinate caratteristiche. L'assenza delle suddette ondulazioni conferisce al cono una maggiore rigidità, e questo è il motivo per il quale le suddette ondulazioni sono assai più pronunciate negli altoparlanti adatti alla riproduzione delle sole note gravi, che non in quelli adatti alla riproduzione delle sole note centrali o acute.

ONDULAZIONI RESIDUE: Quando una corrente alternata viene trasformata in corrente continua mediante un dispositivo di rettificazione ed un altro di filtraggio, è praticamente impossibile ottenere

una corrente continua talmente perfetta da equivalere a quella fornita da una batteria di pile o di accumulatori. In pratica, si ha sempre una sia pur minima percentuale di ondulazione residua, che rappresenta in ampiezza un valore assai ridotto rispetto a quello della tensione alternata rettificata.

In genere, l'ondulazione residua risulta tollerabile ai fini pratici, ossia produce in un amplificatore un livello di rumore di fondo che può essere considerato trascurabile, quando la sua ampiezza non supera approssimativamente lo 0,05% della tensione rettificata.

OPEN-BACK CABINET: Vedi Involucro aperto sul retro.

PHASING: Vedi Messa in fase.

PHASING PLUG: Vedi Stabilizzatore di Fase.

POLE PIECE: Vedi Espansione polare.

POTENZA NOMINALE: Una delle caratteristiche principali in base alle quali vengono classificati gli amplificatori è la potenza nominale. Essa esprime la potenza in Watt dell'energia elettrica che può essere fornita in uscita, senza che si verifichi una distorsione superiore ad un valore prestabilito, in funzione della massima ampiezza ammissibile del segnale di ingresso. Ad esempio, un amplificatore da 15 watt, avente a massima potenza la distorsione dell'1%, caratterizzato da una sensibilità di ingresso di 0,1 volt, è un dispositivo mediante il quale, applicando all'ingresso un segnale indistorto di 0,1 volt, si ottiene in uscita una energia elettrica avente appunto la potenza di 15 watt, con una distorsione dell'1%.

Oltre a ciò, la potenza nominale definisce anche la massima potenza dell'energia elettrica che può essere applicata ad un altoparlante, e non rappresenta quindi la resa acustica effettiva. In altre parole, un altoparlante da 5 watt deve funzionare con una potenza massima di uscita dell'amplificatore cui è collegato pari appunto a 5 watt. Ciò però non significa che la potenza acustica del suono da esso riprodotto ammonti anch'essa a 5 watt, in quanto il fattore di rendimento di un altoparlante (ossia il rapporto tra l'energia dissipata e quella erogata) è assai inferiore al 100%. Applicando all'altoparlante una potenza maggiore, si ottiene in primo luogo una riproduzione assai distorta, e — in secondo luogo — sussiste il pericolo che esso subisca gravi danni, dovuti ad escursioni della bobina mobile — e quindi del cono — di ampiezza superiore alla massima ammissibile. Così come accade nei confronti degli amplificatori, anche negli altoparlanti la resa migliore (vale a dire la minima distorsione) viene ottenuta quando l'apparecchiatura viene fatta funzionare con una potenza massima pari all'incirca al 30-40% di quella nominale.

POWER RATING: Vedi potenza Nominale.

PRESENCE: Vedi Effetto Presenza.

PROVA CON SEGNALI INTERMITTENTI: In genere, la prova del responso ai segnali transitori da parte di un amplificatore viene effettuata osservando con un oscilloscopio in quale modo vengono riprodotti i segnali ad onda quadra. Se si compie la medesima prova nei confronti degli altoparlanti, i risultati sono talmente confusi, che è difficile trarne delle conclusioni utili. Sotto questo aspetto, il metodo migliore consiste nell'usare un segnale continuo e stabile, che viene applicato ad intermittenza, formando quello che normalmente viene definito col termine inglese di « tone burst ».

Quando il suono prodotto da un altoparlante viene percepito da un microfono e riprodotto su di un oscilloscopio, due tipi di alterazioni rispetto alla forma d'onda originale degli impulsi sonori vengono normalmente riscontrati: il « burst » aumenta gradatamente (anziché istantaneamente), fino a raggiungere la massima ampiezza, ed una parte di esso permane dopo un certo intervallo di tempo. Quando l'altoparlante è veramente scadente, può essere persino difficile stabilire quando il segnale di ingresso è veramente cessato, in quanto il transitorio di diminuzione di ampiezza del segnale residuo normalmente riesce a riempire gli intervalli di tempo nei quali il segnale viene a mancare.

È facile notare che, secondo la definizione fornita, un segnale del tipo « tone burst » è in effetti un segnale continuo ed intermittente, e non un segnale transitorio. Tuttavia, è possibile effettuare la prova del responso ai transitori con questo sistema, in quanto ogni impulso di segnale ha inizio e termina improvvisamente, con intervalli tra un impulso e l'altro di lunghezza sufficiente a consentire l'estinzione dei transitori prodotti dall'altoparlante stesso.

RADIATORE DIRETTO: Vedi Diffusore Diretto.

RAGNO: Vedi Centratore.

RENDIMENTO: Nei confronti degli impianti di amplificazione sonora, questo termine definisce il rapporto tra la potenza utile di uscita e la potenza di ingresso, moltiplicata per 100, per cui viene espresso appunto in percentuale. Esso consiste pertanto semplicemente in un numero che esprime l'ammontare dell'energia acustica di uscita che è possibile ottenere per una determinata ampiezza del segnale elettrico di ingresso, e non definisce necessariamente la qualità della riproduzione sonora, né qualsiasi altro attributo auspicabile dell'altoparlante. All'epoca degli albori dell'alta fedeltà, quando un amplificatore avente una potenza di uscita di circa 10 watt veniva considerato abbastanza potente, il rendimento da parte degli altoparlanti era un fattore della massima importanza. Per contro, con l'avvento dei moderni amplificatori stereo a due canali di grande potenza, il rendimento da parte degli altoparlanti non è più un fattore di grande importanza, sebbene esso determini tuttora se — per eccitare un dato tipo di altoparlante — occorre un amplificatore di maggiore o minore potenza.

In effetti, la cifra che esprime il rendimento non è molto utile, in quanto per qualsiasi determinata frequenza non è molto facile calcolare o misurare l'ammontare della potenza acustica fornita dall'altoparlante. È invece assai più utile sapere quale deve essere la potenza di uscita da parte dell'amplificatore, per ottenere un determinato livello di pressione acustica, ad una determinata distanza dall'altoparlante, oppure in un determinato volume d'ambiente. Questi dati sono di solito disponibili negli elenchi delle caratteristiche dei vari tipi di altoparlanti, ma rappresentano sostanzialmente la misura della sensibilità anziché quella del rendimento, per cui questo termine viene considerato separatamente, appunto sotto la voce « sensibilità ».

RESONANT PIPE: Vedi Tubo risonante.

RESPONSI SPURI: Con questo termine vengono normalmente definiti tutti i suoni prodotti direttamente da un altoparlante o da un amplificatore, che siano assolutamente estranei ai segnali di cui effettivamente si desidera la riproduzione. In genere, in un altoparlante essi si producono a causa di fenomeni di agitazione dell'aria che circonda le parti mobili, indipendentemente dalle onde sonore dovute alle successive compressioni e rarefazioni dell'aria antistante al cono.

RESPONSO AI TRANSITORI: Vedi Prova con Segnali Intermittenti.

RESPONSO ALLA FREQUENZA: Vedi Linearità.

RESPONSO DIREZIONALE: Lo studio di quella parte della fisica che viene definita col termine di Acustica ci insegna che le onde sonore si propagano in linea di massima in senso sferico. Ciò è vero in quanto — disponendo una qualsiasi sorgente sonora in modo che risulti sospesa nello spazio, i suoni da essa prodotti possono essere percepiti in qualsiasi punto dello spazio stesso da un eventuale ascoltatore, a patto che la distanza non sia talmente elevata da provocarne praticamente l'estinzione.

Questo è però un concetto assai poco preciso, in quanto — in realtà — le onde sonore tendono a propagarsi in senso tanto più rettilineo, quanto più elevata è la loro frequenza. Oltre a ciò, a seguito dell'impiego delle lenti acustiche (vedi al-

la voce), è possibile fare in modo che le onde sonore prodotte da un altoparlante assumano un modo di propagazione più o meno direzionale, a seconda delle esigenze. Di conseguenza, quando le onde sonore prodotte da un altoparlante vengono emesse in modo tale da propagarsi prevalentemente in una direzione, e quindi in un modo che si discosta dalla propagazione normale in senso sferico, si dice che si ha un responso direzionale.

RESPONSO POLARE: Vedi Responso direzionale.

RETE DIVISORIA: Vedi « Crossover ».

RIBBON « TWEETER »: Vedi « Tweeter » a Nastro.

RIGIDITÀ: È la qualità che caratterizza un corpo solido, quando esso si oppone alle vibrazioni meccaniche ed alla flessione. In particolare, è una prerogativa che viene attribuita prevalentemente al cono di un altoparlante, soprattutto quando esso è destinato alla riproduzione delle frequenze più elevate, onde evitare che esso continui a vibrare una volta cessati i segnali di eccitazione.

RIGIDITÀ DEL CONO: Vedi Rigidità.

RINFORZO PERIFERICO: È la traduzione letterale del termine inglese « Cone Bead ». In alcuni altoparlanti, allo scopo di aumentare la rigidità periferica, ossia nel punto in cui il cono viene fissato al cestello, si applica una corona avente un certo spessore, il cui scopo principale è quello di aumentare la rigidità del cono, in modo da conseguire un maggiore smorzamento.

RIPPLE: Vedi Ondulazione Residua.

SDOPPIAMENTO: Letteralmente è la produzione di una notevole distorsione per seconda armonica, a causa di un funzionamento non lineare da parte del cono o degli stadi di amplificazione, rispettivamente dovute alle vibrazioni imposte dalla bobina mobile, oppure ad una errata polarizzazione ai vari elettrodi.

La seconda armonica di un segnale presenta infatti una frequenza pari al doppio di quella della fondamentale: inoltre, quando l'effetto di sdoppiamento è particolarmente pronunciato, i suoni prodotti dalle vibrazioni alla frequenza della seconda armonica possono essere persino di ampiezza superiore a quella delle vibrazioni dei suoni a frequenza fondamentale, col risultato che si ottiene una illusione di un responso particolarmente pronunciato su talune frequenze, mentre in realtà le cose sono ben diverse. In pratica, la maggior parte della distorsione che si produce a causa di una forte eccitazione di un altoparlante sulle frequenze gravi si verifica per terza armonica, il che corrisponde in effetti ad una triplicazione della frequenza dei segnali effettivi.

SENSIBILITÀ: Definisce l'attitudine da parte di un amplificatore o di un trasduttore a funzionare con minima eccitazione. Un microfono è tanto più sensibile quanto maggiore è l'ampiezza dei segnali elettrici prodotti a seguito della percezione di suoni assai deboli. Nei confronti di un amplificatore, la sensibilità è tanto più spinta quanto maggiore è la potenza di uscita con bassi livelli del segnale di ingresso. Per questo motivo, nelle caratteristiche degli amplificatori la sensibilità viene espressa nei confronti di ciascun canale di ingresso. Infatti, la sensibilità del canale di ingresso per la riproduzione di dischi, di nastri, o del programma ricevuto da un sintonizzatore (ossia per segnali che hanno già di per se stessi una ampiezza notevole) è sempre maggiore di quella del o dei canali riservati ad un microfono, che solitamente fornisce un segnale di minima entità.

Per quanto riguarda infine gli altoparlanti, essi sono tanto più sensibili quanto maggiore è il livello di pressione acustica sviluppato con minima intensità delle correnti foniche di eccitazione.

SENSITIVITY: Vedi Sensibilità.

SMORZAMENTO: Procedimento mediante il quale si impedisce all'equipaggio mobile di un trasduttore (sia esso attivo o passivo) di continuare a vibrare una volta cessato il segnale di eccitazione.

SOSPENSIONE: Vedi Centratore.

SOSPENSIONE ACUSTICA: Quando un altoparlante viene installato in un involucro chiuso, l'aria presente all'interno di quest'ultimo agisce come una molla, che resiste ai movimenti nei due sensi del cono dell'altoparlante. Se lo stesso cono è montato su sospensioni ideali, in modo tale che esso risulti libero di muoversi, le sue vibrazioni vengono delimitate più dall'effetto « molla » da parte dell'aria contenuta nell'involucro, che non all'azione meccanica della stessa sospensione. Dal momento che il suddetto effetto « molla » è assai più lineare che non l'effetto meccanico della sospensione, questo accorgimento riduce notevolmente la distorsione nella gamma delle frequenze gravi, in corrispondenza della quale il cono compie escursioni di notevole ampiezza. In un certo senso, il cono risulta quindi sospeso nell'aria, il che dà origine al termine di sospensione acustica.

SOUND ABSORBING MATERIAL: Vedi Assorbente Acustico.

SPIDER: Vedi Centratore.

SPURIOUS RESPONSES: Vedi Responsi Spuri.

STABILIZZATORE DI FASE: È un dispositivo che viene usato negli altoparlanti a tromba, per eliminare le perdite che si verificano nei confronti delle frequenze elevate, e quindi per livellare il responso generale. È in pratica un oggetto paragonabile ad uno spinotto, che viene solitamente inserito tra la membrana e l'ingresso della tromba.

STIFFNESS: Vedi Rigidità.

STRUTTURA MAGNETICA: Rappresenta quella parte di un trasduttore di tipo magnetico consistente nel magnete permanente e nelle relative espansioni polari, tramite le quali il flusso magnetico viene concentrato in corrispondenza del traferro.

SUPPORTO PERIFERICO DI SMORZAMENTO: Vedi Rinforzo Periferico.

SURROUND: Vedi Centratore.

SUSPENSION: Vedi Sospensione.

TONE BURST TEST: Vedi Prova con Segnali Intermittenti.

TRAFERRO: Spazio libero presente tra le due espansioni polari di una struttura magnetica. Definisce quindi lo spazio nel quale viene installato l'equipaggio mobile in un trasduttore di tipo magnetico.

TRANSDUCER: Vedi Trasduttore.

TRANSIENT DISTORTION: Vedi Distorsione dei Transitori.

TRANSIENT RESPONSE: Vedi Responso ai Transitori.

TRASDUTTORE: Dispositivo mediante il quale un tipo di energia viene trasformato in un altro tipo, senza che vengano apprezzabilmente alterate le caratteristiche originali. Nel campo dell'elettronica, si hanno due tipi di trasduttori: i trasduttori che trasformano in oscillazioni elettriche le onde sonore e le vibrazioni meccaniche (quali i microfoni e le testine di lettura, considerati passivi), e quelli che trasformano invece le oscillazioni elettriche in vibrazioni meccaniche o acustiche (quali gli altoparlanti, le testine di registrazione, ecc., considerati attivi).

TROMBA: Struttura conica che può assumere varie forme, in genere di tipo esponenziale, che viene applicata davanti ad alcuni tipi di altoparlanti per ottenere una certa direzionalità. Gli altoparlanti a tromba vengono solitamente impiegati per la riproduzione sonora all'aperto, onde evitare che l'energia acistica prodotta dal trasduttore si propaghi in senso sferico: in tal modo, si sfrutta al massimo la potenza dell'altoparlante in una sola direzione, o per lo meno in un angolo limitato.

TUBO EQUALIZZATORE: In alcuni tipi di casse acustiche, per ottenere la messa in fase ideale delle onde sonore che si producono posteriormente all'altoparlante rispetto a quelle che si producono anteriormente ad esso, è presente una camera di forma più o meno tubolare, avente una sezione trasversale, una lunghezza ed un andamento particolarmente studiati per ottenere il rendimento migliore.

Il medesimo termine serve altresì per definire il condotto che unisce la camera interna di un microfono a gradiente di pressione con l'atmosfera esterna, allo scopo di equilibrarne la pressione interna correggendo opportunamente la curva di risonanza e l'ampiezza delle vibrazioni.

TUBO RISONANTE: È un tubo di lunghezza adatta, studiato in modo da risuonare (esattamente come la canna di un organo) su di una determinata gamma di frequenze relativamente limitata. A seconda del modo con cui un tubo risonante viene accoppiato all'involucro di un altoparlante, ed a seconda che una o entrambe le estremità siano aperte, può essere usato per rinforzare o per attenuare il responso entro una certa gamma di frequenze.

TWEETER: Vedi Unità per la riproduzione delle note acute.

TWEETER A NASTRO: « Tweeter » funzionante sul medesimo principio del microfono a nastro, vale a dire nel quale le correnti elettriche disponibili all'uscita dell'amplificatore vengono applicate ai capi di un nastro ondulato di alluminio, libero di vibrare nel campo magnetico fornito da un magnete permanente tramite due espansioni polari. In questo dispositivo, il campo magnetico prodotto dalle correnti che attraversano il nastro, reagisce rispetto al campo magnetico costante presente tra le espansioni in modo tale da porre il nastro in stato di vibrazione: l'andamento delle vibrazioni corrisponde a quello delle correnti foniche, per cui il nastro produce dei suoni. Inoltre, le sue caratteristiche fisiche sono tali per cui esso è in grado di riprodurre fedelmente e con buon rendimento i suoni acuti, mentre non è in grado di produrre suoni gravi di ampiezza apprezzabile.

TWEETER IONICO: Si tratta di un altoparlante di tipo particolare, che non è munito di alcun cono o di alcuna membrano del tipo convenzionale. Al contrario, sfruttando un campo elettrostatico variabile, esso provvede a mettere in stato di vibrazione una massa di aria ionizzata ad opera di un campo elettrico ad alta tensione ed a radiofrequenza. Gli altoparlanti ionici sono in grado di riprodurre frequenze fino ad un valore assai elevato (fino ad oltre 100 kHz) in quanto il diaframma ionico è assai leggero. Allo scopo di portarne il livello sonoro ad un valore apprezzabile, gli altoparlanti di questo tipo vengono spesso muniti di un'uscita del tipo a tromba.

Per il loro funzionamento, gli altoparlanti a funzionamento ionico necessitano di una sorgente di alimentazione costituita da un oscillatore ad Alta Frequenza.

UNIFORME FLESSIBILITÀ DEL CONO: È l'equivalente in italiano del termine inglese « Cone Break-up ». Quando un cono si sposta nei due sensi con moto relativamente lento, esso si comporta come un corpo unico, alla stessa stregua cioè di un pistone. Tuttavia, mano a mano che la frequenza aumenta, entrano in gioco due caratteristiche intrinseche del cono: la sua flessibilità, e la sua massa.

Mentre la parte del cono prossima alla linea circolare in corrispondenza della quale esso è solidale con la bobina mobile segue il movimento di quest'ultima, la parte restante del cono tende invece ad oscillare in vari modi assai complessi. In effetti, in corrispondenza di determinate frequenze, alcune parti del cono si muovono effettivamente in una direzione, mentre altre si muovono in direzione opposta. Il modo irregolare col quale le differenti zone del cono si muovono stabilisce la mancanza di una uniforme flessibilità del cono.

UNITÀ DI AMPLIFICAZIONE DI POTENZA: Affinché un impianto di amplificazione sonora possa funzionare in modo soddisfacente, i segnali provenienti dalle varie sorgenti, che hanno già subito una preamplificazione ad opera del preamplifi-

catore, devono raggiungere una potenza elettrica sufficiente per eccitare adeguatamente l'altoparlante o gli altoparlanti collegati all'uscita. L'amplificatore di potenza provvede appunto a tale scopo.

UNITÀ DI PREAMPLIFICAZIONE: Parte di un amplificatore per impianti sonori alla quale vengono collegati i trasduttori di ingresso, tramite i quali le sorgenti originali di segnale vengono accoppiate all'amplificatore. Al preamplificatore fanno solitamente capo uno o più microfoni, oppure una o più testine di lettura per dischi o per nastri, un sintonizzatore o il ricevitore per filodiffusione.

UNITÀ DI RIPRODUZIONE DELLE NOTE ACUTE: Altoparlante particolare, che viene eccitato dalle correnti foniche spesso attraverso un filtro « crossover », adatto alla sola riproduzione delle note acute.

UNITÀ PILOTA: In un impianto di amplificazione, costituito da un certo numero di altoparlanti disposti in varie posizioni, il vero e proprio amplificatore viene solitamente installato in una posizione nella quale esso risulti a portata di mano di chi è addetto al suo funzionamento. In questo caso particolare, per unità pilota si intende l'amplificatore propriamente detto.

Il medesimo termine può però essere riferito anche ad un piccolo altoparlante collocato in prossimità dell'amplificatore, affinché chi fa funzionare l'impianto, a patto che non abbia la possibilità di ascolto diretto dagli altoparlanti di riproduzione, abbia la possibilità di seguire e di correggere eventualmente il funzionamento dell'intero impianto. In tal caso, l'unità pilota è sinonimo di monitore, (dall'inglese « Monitor »).

VOICE COIL: Vedi Bobina Mobile.

VOICE COIL EXCURSION: Vedi Escursione della Bobina Mobile.

VOICE COIL OVERHANG: Vedi Fattore di Merito della Bobina.

WOOFER: Altoparlante di grosse o medie dimensioni, destinato alla sola riproduzione delle note gravi.

CORRENTE ALTERNATA DALLA BATTERIA DELL'AUTO

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Calcolo e costruzione di un convertitore da 12 V c.c./220 V c.a. funzionante con una potenza di 50 W a 50 Hz.

Un problema molto sentito è quello di poter disporre, anche a bordo di automobili, della corrente alternata che siamo soliti prelevare dalle prese di rete delle abitazioni.

Con questa corrente alternata, infatti, si possono far funzionare Rx e Tx a valvole, televisori, lampade fluorescenti, ventilatori, rasoi elettrici, ecc., che invece non si prestano ad essere alimentati con la bassa tensione continua presente a bordo delle automobili.

Un tempo il problema era stato risolto mediante survoltori e convertitori, basati soprattutto su mezzi meccanici (gruppi motore-alternatore, contatti vibranti-trasformatore, ecc.). Attualmente, i convertitori a transistor hanno acquistato un predominio incontrastato almeno nel campo delle piccole e medie potenze.

Il principio fondamentale universalmente usato è quello di far variare la corrente continua erogata da una batteria di accumulatori in modo da poterla elevare di tensione mediante un trasformatore. L'impiego dei transistor consente di effettuare tale trasformazione con rendimenti dell'ordine dell'80%. In genere vengono montati due transistor in controfase in un circuito autoscillante, per cui quando un transistor conduce, l'altro è bloccato. Esistono, ovviamente, molte altre disposizioni, ma quella precitata almeno nei convertitori c.c./c.a./50 Hz, è la preferita e, pertanto, qui di seguito ci occuperemo particolarmente di essa.

Per realizzare un qualsiasi convertitore si deve poter disporre dei seguenti dati:

a) capacità e tensione della batteria che verrà usata;

b) potenza di uscita;

c) tipo di utilizzazione.

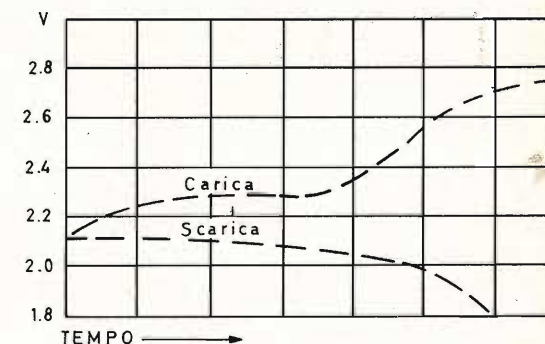



Fig. 1 - Tensione di scarica di accumulatore al piombo.

Circa il primo dato è ovvio che la capacità in ampere/ora della batteria e la sua tensione limitano la potenza massima convertibile. La tensione, ossia in altre

parole il numero di elementi presenti nella batteria stessa, ha invece un interesse specifico per il progettista e per l'utilizzatore.

bene almeno 2,4 volte la tensione della batteria, facendo attenzione a non sbagliare nel valutare l'esatta entità di quest'ultima.

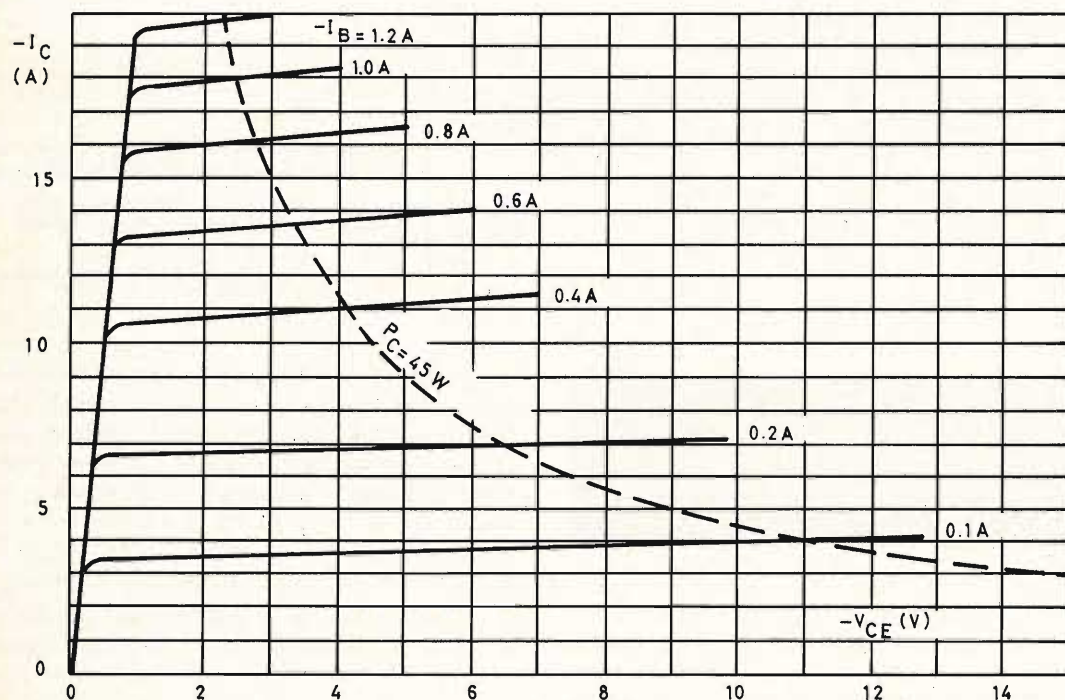



Fig. 2 - Caratteristiche del transistor ADZ 12.

Per quanto concerne il secondo dato, ossia la potenza di uscita, è ovvio che essa è condizionata dalla potenza della batteria, mentre il terzo dato riguarda la natura del carico, la temperatura ambiente, la continuità del servizio, ecc.

Va tenuto presente che la tensione alternata all'uscita è di forma rettangolare per cui la corrente viene assorbita dalla batteria in modo regolare e continuo se il funzionamento è normale. Per effetto della simmetria dell'onda rettangolare, ad ogni transistor viene applicata ciclicamente una tensione inversa che è due volte maggiore di quella della batteria, a cui si possono aggiungere talvolta delle piccole sovratensioni istantanee che accrescono ulteriormente di un 20% la tensione inversa massima che il transistor deve sopportare.

Pertanto, all'atto del progetto occorre scegliere un tipo di transistor che sopporti

Ad esempio, l'accumulatore al piombo fornisce, quando è perfettamente carico, una tensione di 2,1 ÷ 2,2 V per elemento; un accumulatore al nickel-cadmio fornisce 1,35 - 1,4 V mentre (sempre per elemento) i tipi al ferro-nickel ed allo zinco-argento erogano rispettivamente 1,42 e 1,55 V (vedasi: « La Chimica degli accumulatori » su « Sperimentare » n. 7/1968 pagg. 499-502).

Ne segue che una batteria di 6 elementi al piombo, detta comunemente « a 12 V », in pratica fornisce una tensione che allo attacco può superare i 13 V. La tensione minima erogabile da un elemento al piombo scende poi a soli 10,8 V prima che intervengano fenomeni chimici irreversibili (fig. 1).

Come risultato complessivo si ha che il cosiddetto « accumulatore a 12 V » in pratica eroga tensioni che possono variare da un massimo di 13,2 V ad un mi-

nimo di 10,8 V. La tensione inversa massima che pertanto devono sopportare i transistor impiegati in un convertitore da usare con tale batteria non può quindi

la seguente formula:

$$I_{c\,max} = \frac{W \cdot k}{V_B \cdot R} \qquad (1)$$

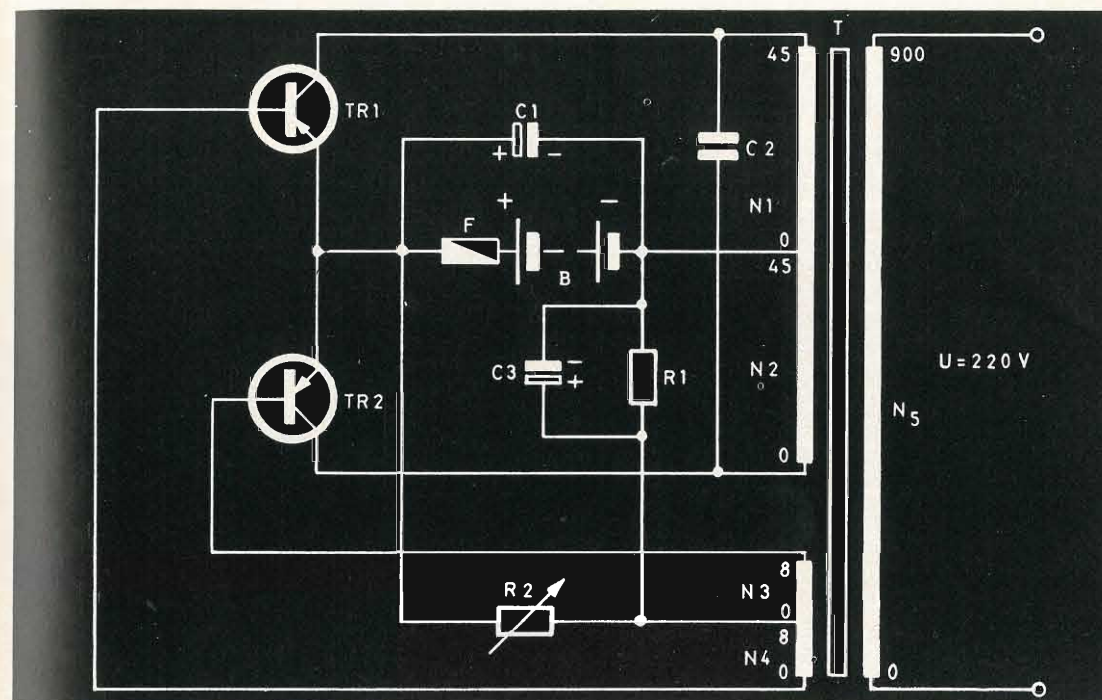



Fig. 3 - Schema elettrico del convertitore da 50 W.

essere calcolata su 12 V, ma su 13,2 V. I transistor dovranno sopportare infatti 2,4 × 13,2 = 31,68 V e non già 2,4 × 12 = 28,8 V.

L'altro termine del problema che occorre subito conoscere per decidere quale tipo di transistor adottare è la corrente massima di collettore. Questa sarà il risultato di vari fattori, tra cui la potenza assorbita dal carico, la potenza dissipata per perdite nei conduttori di rame, nel nucleo magnetico, nei transistor oltre ad una componente puramente induttiva.

Il calcolo esatto è possibile solo conoscendo il rendimento esatto del complesso per cui si deve procedere per successive approssimazioni, oppure empiricamente presupponendo noto il « minimo » rendimento ottenibile ed introducendo un coefficiente sperimentale « k ».

La corrente di collettore allora può essere valutata approssimativamente con

dove:

$I_{c\,max}$ = corrente di picco al collettore, in ampere;

W = potenza del convertitore in watt;

V_B = tensione « media » della batteria, in volt;

k = coefficiente empirico, uguale a 1 + (1 — R).

Nel caso in esame, supponendo una potenza dell'apparecchiatura di 50 W, una V_B di 1,9 × 6 = 11,4 V ed un rendimento dell'80%, si ha:

$$I_{c\,max} = \frac{50 \times 1,2}{11,4 \times 0,8} = 6,57 \text{ A}$$

Questa corrente può tuttavia variare con la natura del carico utilizzatore. Fermo restando l'impiego a potenza massima, il funzionamento a carico costante darà una corrente maggiore con batteria perfettamente carica, che poi decrescerà con la

scarica. Con carico variabile, invece, $I_{c\,max}$ può superare la corrente di collettore calcolata per valori medi di tensione anche a batteria scarica (11 ÷ 10,8 V).

sibilità fisica della esistenza colà di correnti « sfasate ». La batteria è assimilabile infatti ad un condensatore di capacità infinita che rifasa tutte le correnti

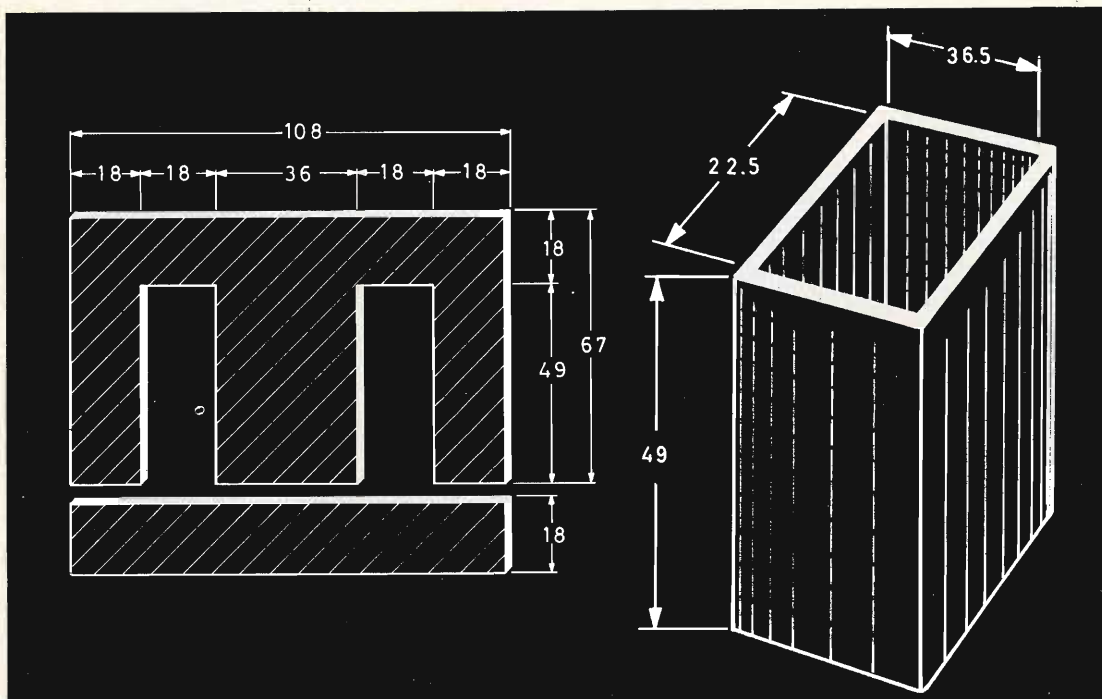



Fig. 4 - Dimensioni dei lamierini e del rocchetto.

Data la variabilità stessa della tensione fornita dalle batterie e la disparità dei carichi che possono essere collegati ad un convertitore, la formula (1) fornisce utili risultati solo se usata in senso restrittivo. Così, se si prevede un impiego molto gravoso del convertitore converrà effettuare il calcolo di $I_{c\,max}$ ponendo per V_B un valore di 10,8, mentre se si vogliono fare economie costruttive ed evitare dimensionamenti abbondanti, basta porre $V_B = 12$.

La corrente I_B prelevata dalla batteria, benché ciò sembri un paradosso, è leggermente inferiore a quella I_c che circola nei transistor. Infatti, abbiamo premesso che se il convertitore è ben progettato e correttamente utilizzato, la batteria eroga una corrente continua di valore costante. Ne segue che le componenti reattive presenti nella corrente che scorre nei collettori non possono sussistere ai morsetti della batteria in quanto vien meno la pos-

e riporta a valori unitari il cosiddetto « cos φ ».

Per calcolare il valore di I_B basta quindi nella formula (1) rendere k uguale all'unità, con che si ha:

$$I_B = \frac{W}{V_B R} \qquad (2)$$

dove:

I_B = corrente prelevata dalla batteria, in ampere;

W, V_B, R = (vedi formula 1).

Nel caso del convertitore da 50 W che abbiamo preso come esempio, si ha:

$$I_B = \frac{50}{11{,}4 \times 0{,}8} = 5{,}48 \text{ A}$$

Si vede quindi che quando in ogni collettore dei transistor scorrono 6,57 A, la batteria è chiamata a fornire solo 5,48 A.

Pertanto, abbiamo ottenuto i due dati che ci permettono di scegliere il tipo di transistor adatto. Sappiamo infatti che esso deve poter sopportare come minimo valori massimi: — V_{CB} = 80 V; — V_{CE} = = 60 V con corrente di picco massima al collettore di 20 A (15 A c.c.) e dissipazione di 45 W.

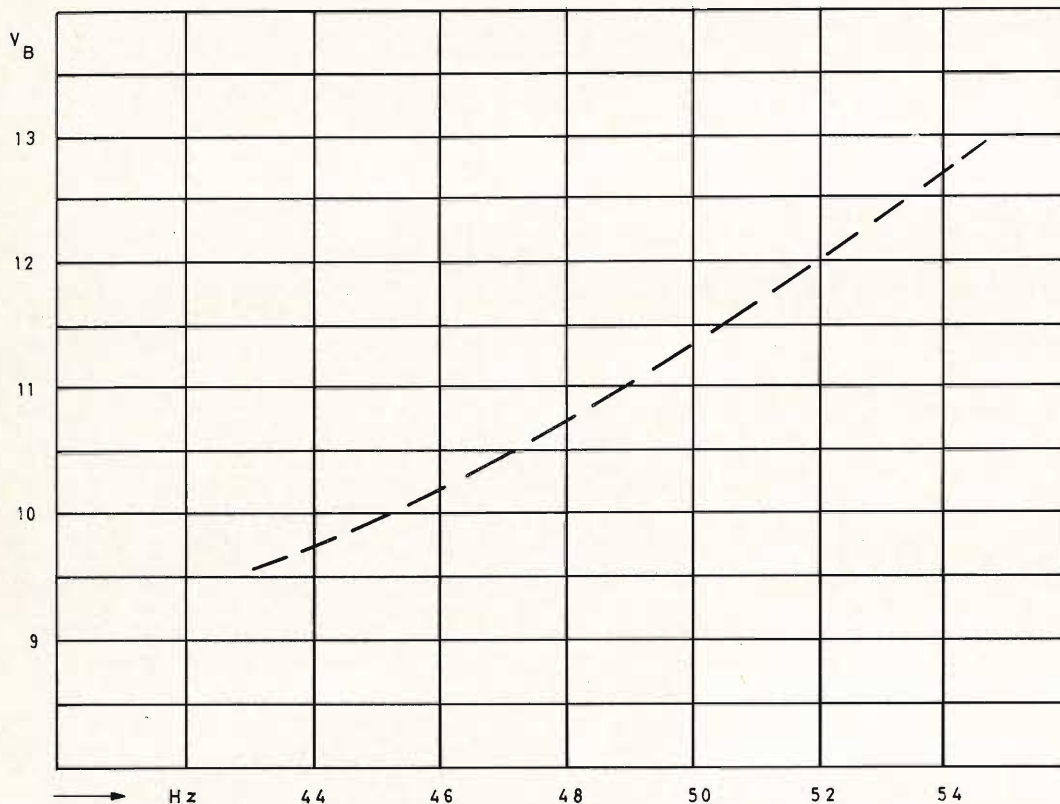



Fig. 5 - Variazione della frequenza in funzione della tensione della batteria.

una tensione inversa di 31,68 V ed una corrente di picco al collettore di 6,57 A. Ci è anche noto che ogni transistor conduce solo durante un semiciclo, mentre resta bloccato ad ogni semiciclo successivo per cui la potenza dissipata in esso sarà poco più della metà rispetto al regime continuo, anche tenendo conto delle inevitabili perdite supplettive proprie del regime d'interdizione.

Avremo così che nella peggiore delle ipotesi, ogni transistor deve poter dissipare circa il 60% della potenza di 5,48 × ×11,4 = 62,47 W ossia 37,48 W.

Pertanto, dalle caratteristiche (fig. 2) si rileva che un transistor adatto è ad esempio il tipo ADZ 12 Philips che ha per

Montando i transistor su dissipatori di calore G.B.C. n. GC/1960-90, che hanno una resistenza termica di 0,95° C/W, si ha un sufficiente raffreddamento, dato che la resistenza termica fra giunzione e « case » del transistor è di 0,8° C/W e con la semplice proporzione 37,48 : 45 = 0,8 : X si vede che X per 37,48 è arrotondabile appunto a 0,95° C/W.

Resta ora da calcolare il trasformatore che collegato al transistor fornirà in uscita la corrente alternata a 50 Hz.

Vari circuiti d'inserzione sono possibili e vengono correntemente utilizzati in pratica. Qui di seguito, tuttavia, ci atterremo al circuito classico più semplice e più diffuso, che è schematizzato nella fig. 3.

Per il funzionamento a 50 Hz il trasformatore T deve avere una elevata induttanza per cui non sono previsti traferri nel suo nucleo magnetico. Quest'ultimo deve avere una sezione utile proporzionata alla potenza che deve trasformare e che è calcolabile con la formula:

Fig. 6 - Comando a distanza con relè.

$$S = k \sqrt{W} \qquad (3)$$

dove:

S = sezione lorda del nucleo, in cm²;

k = reciproco del coefficiente di riempimento, pari a 1,13 per piccoli trasformatori;

W = potenza, in W.

Nel caso in questione si ha:

$$S = 1,13 \sqrt{50} = 7,9 \text{ cm}^2$$

Supponendo di avere a disposizione dei lamierini con 0,35 mm di spessore ed aventi dimensioni come quelle riportate nella fig. 4, il nucleo centrale misurerà 36 × 22 mm ed il rocchetto su cui avvolgere il filo di rame smaltato risulta essere di 36,5 × 22,5 × 49 mm.

Come si può subito notare, le dimensioni del lamierino scelto sono abbondanti, ma si è preferito usare in questo esempio tale misura perché, senza doverlo sostituire, permette di costruire anche convertitori di potenza maggiore, senza dover rifare ex-novo tutti i calcoli. Notasi che questi lamierini vanno impaccati fra loro in senso incrociato in modo da non lasciare traferro fra le « E » e le « I ».

Il numero di spire necessarie è determinabile in base alla induzione che si adotta, che nel caso di lamierini a bassissima perdita può essere dell'ordine di 10 ÷ 13,5 kG. Tuttavia, il numero di spire occorrenti dipende anche dalla permeabilità del nucleo, dalla lunghezza del cir-

cuito magnetico e dalla corrente di magnetizzazione.

Per semplicità, anziché sviluppare i lunghi calcoli necessari che avrebbero pur sempre solo un valore relativo data l'impossibilità a priori di conoscere con certezza la permeabilità di un ipotetico lamierino, possiamo prendere come riferimento il numero di spire di avvolgimenti di convertitori già realmente costruiti usandone i dati come base di partenza. Ad esempio, si sa che fermo restando il calcolo della sezione del nucleo da effettuarsi con la formula (3), il numero di spire primarie di convertitori c.c./c.c. —50 Hz, funzionanti con batterie a 12 V, è di 82 - 45 - 29 spire (per ciascun avvolgimento N 1 - N 2 di fig. 3) rispettivamente per potenze di 20 - 50 - 100 W, mentre gli avvolgimenti N 3 - N 4 hanno ciascuno 20 - 8 - 6 spire; quindi, per 50 W il numero di spire è: N 1 = 45; N 2 = 45; N 3 = 8; N 4 = 8.

Il calcolo del numero delle spire del secondario N 5 non presenta invece alcuna differenza rispetto a quello in uso per i trasformatori normali di rete.

Nel caso in esame, se da N 5 si vogliono ricavare 220 V sotto carico è ovvio che a vuoto questo avvolgimento dovrà fornire una tensione leggermente superiore per compensare appunto la caduta di tensione interna dovuta al flusso disperso ed alla resistenza degli avvolgimenti. Il calcolo esatto preventivo della c.d.t. è facile per la parte che concerne la resistenza ohmica, ma difficile per la parte pertinente i flussi dispersi. Nel caso di piccoli trasformatori con nucleo a mantello, l'esperienza ha dimostrato che la c.d.t. è compresa fra il 3% ed il 5%. Prendendo il valore intermedio del 4%, il nostro convertitore da 50 W avrà 11,4 V in media al primario con 45 spire e darà pertanto 220 V + 4%, ossia 228,8 V al secondario se quest'ultimo avrà 11,4 : 45 = 228,8 : X, dove X è uguale a 900 spire.

C'è però un punto da tener presente. Come già detto all'inizio, la batteria appena carica ha una tensione più alta che può raggiungere e superare i 12,7 V ed una tensione a fine scarica che scende sino a 10,8 V. Con un secondario N 5 di 900 spire si potrebbero avere in realtà tensioni ben diverse da quelle calcolate che potrebbero salire a circa 250 V, specie con carico inferiore ai 50 W, o scendere a soli 210 V o meno nelle condizioni più gravose.

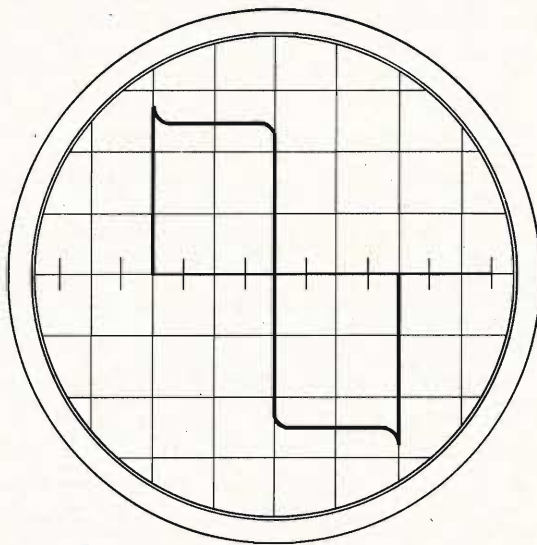



Fig. 7 - Forma d'onda della tensione in uscita.

Data questa situazione, occorre calcolare il numero di spire di N 5 tenendo in debito conto le reali condizioni d'impiego del convertitore per evitare eccessive variazioni nella tensione erogata al secondario al mutare del carico e dello stato della batteria.

Invece, la frequenza di oscillazione a 50 Hz, data l'assenza di traferro nel nucleo del trasformatore e quindi il suo impiego fino alla saturazione, è quasi indipendente dalle variazioni del carico. Purtroppo così non è rispetto alle variazioni della tensione della batteria da cui la frequenza dipende in modo sensibile e diretto (fig. 5). Il diametro dei fili da usare per gli avvolgimenti viene stabilito in base alla corrente in gioco secondo le formule:

(primario) $\varnothing = 0,6 \sqrt{I_{eff.}}$ (4)

(secondario) $\varnothing = 0,8 \sqrt{I_{eff.}}$ (5)

dove:

$\varnothing$ = diametro del filo di rame, in mm;

I_{eff} = corrente efficace, in ampere.

Nel nostro caso, la corrente « efficace » I_{eff} da usare nella (4) non è la corrente di « picco » ma quella alternata che dà gli stessi effetti della corrente continua, ossia quella che, in pratica, ha quasi lo stesso valore di I_B nella formula (2). Ad ogni modo, il coefficiente 0,6 che compare nella (4) tiene già conto sia del fatto che questa corrente scorre durante un solo semiciclo, sia delle inevitabili perdite, per cui non si commettono errori sensibili se nella (4) per I_{eff} s'introduce tale e quale il valore di I_B, con chè si ha:

$$\varnothing = 0,6 \sqrt{5,48} = 1,4 \text{ mm}$$

Con la stessa formula si possono calcolare i diametri occorrenti per i fili di N 3 - N 4. A questo proposito sappiamo dalle caratteristiche del transistor ADZ 12 che possiamo attenderci durante il funzionamento una corrente « efficace » di base non inferiore a 0,8 A. Pertanto, il filo da usare per N 3 - N 4 deve avere il diametro:

$$\varnothing = 0,6 \sqrt{0,8} = 0,54 \text{ mm}$$

Il calcolo del filo occorrente per il secondario N 5 non presenta difficoltà, infatti la corrente efficace che lo attraversa è I_{eff} = W/V, ossia 50 : 220 = 0,22 A.
E dalla (5) allora si ha:

$$\varnothing = 0,8 \sqrt{0,22} = 0,376 \text{ mm}$$

In pratica si userà quindi un filo del diametro di 0,38 mm o, se questa misura non fosse reperibile con facilità, del filo $\varnothing$ 0,4 mm.

Giunti a questo punto sono ormai noti i dati costruttivi del trasformatore T di fig. 3 e poiché ne è stato fornito in dettaglio lo schema di calcolo pratico, chiunque potrà realizzare un adatto trasformatore anche disponendo di lamierini di dimensioni assai diverse da quelle riportate in via d'esempio in fig. 4.

Gli avvolgimenti N 1 - N 2 e N 3 - N 4 sono realizzati secondo il noto sistema bifilare che assicura perfetta simmetria, mentre N 5 è avvolto in modo convenzionale sopra i primari. Questo trasformatore lo si collauda separatamente, inviando corrente alternata di rete a 220 V nel secondario ed effettuando poi le misure d'uso; solo in seguito verrà provato con i transistor.

Qualche cenno meritano alcuni componenti usati nel circuito di fig. 3.

R 1 - R 2 hanno la funzione di fornire l'esatta polarizzazione alle basi dei transistor; R 2, in particolare, serve per regolare entro limiti piuttosto vasti la frequenza di funzionamento per cui tramite esso si possono sempre ottenere i 50 Hz esatti. Il condensatore C 3 ha lo scopo di assorbire qualsiasi fluttuazione di tensione che dovesse verificarsi al centro di N 3 - N 4; può anche essere omesso senza gravi inconvenienti. Lo scopo di C 1 è invece quello di evitare transienti di commutazione che si possono manifestare a vuoto o con carichi induttivi e che con le loro forti sovratensioni istantanee allo stacco possono mettere fuori uso i transistor.

La capacità di questo condensatore viene calcolata con la seguente formula:

$$C_1 = 0,5 \cdot f \cdot I_B \cdot V_B \quad (6)$$

dove:

C_1 = capacità, in microfarad;

f = frequenza, in hertz;

I_B = corrente erogata dalla batteria, in ampere;

V_B = tensione della batteria, in volt.

Nel nostro caso si ha:

$$C_1 = 0,5 \cdot 50 \cdot 5,48 \cdot 11,4 = 1560,8 \mu F$$

In pratica tale capacità si può arrotondare a 1500 µF e con tale valore è appunto disponibile il condensatore G.B.C. n. BB/5341-50. È ovvio che se non si temono transienti pericolosi il condensatore C_1 può essere anch'esso omesso senza inconvenienti.

Infine vi è il condensatore C 2 che è critico, nel senso che deve migliorare il funzionamento del convertitore in modo che eventuali picchi di potenza non superino i limiti tollerabili dai transistor.

Il suo valore va trovato sperimentalmente, ciò che non è alla portata di tutti perché richiede di osservare all'oscilloscopio la funzione $-V_{CE}$ $(-I_c)$, ponendo la tensione $-V_{CE}$ sull'asse X e la tensione derivata da $-I_c$ sull'asse Y.

Senza visualizzare in tal modo le curve di commutazione è difficile trovare per C 2 il valore esatto che in genere risulta poi compreso fra 0,25 e 4 μF. Ovviamente questo condensatore non deve essere di tipo elettrolitico, ma a carta in olio.

Alcune considerazioni pratiche vanno poi tenute presenti per avere risultati soddisfacenti in ogni caso.

È chiaro che le batterie da usare devono essere di capacità proporzionata alla potenza che devono fornire; con batterie troppo piccole o scariche si avrà un funzionamento irregolare. Inoltre i cavi che collegano la batteria al convertitore devono essere ampiamente dimensionati per non causare nocive cadute di tensione. Se la corrente assorbita dalla batteria è dell'ordine di 5,48 A, la batteria alimentatrice deve poterla fornire senza apprezzabili cadute di tensione e la sezione dei cavi non deve essere inferiore ai 5 mm^2. Anche l'interruttore che accende il convertitore deve poter sopportare non meno di 6 A c.c.

Se il comando deve avvenire a distanza diviene indispensabile interporre un relé, come è illustrato nella fig. 6.

Per finire, ricorderemo che i due dissipatori termici dei transistor vanno montati isolati fra loro e da ogni altra parte metallica e che il leggero ronzio che emette il convertitore quando è in funzione è dovuto alla forma d'onda rettangolare della tensione in uscita (fig. 7) e, pertanto, non è facilmente eliminabile. D'altra parte, è un segno tranquillante che denota un regolare funzionamento mentre se il ronzio è assente i transistor corrono pericolo di guasto immediato per mancato innesco delle oscillazioni ed il convertitore va immediatamente staccato a meno che a ciò non abbia già provveduto il fusibile di sicurezza F.

G. A. U.

COMPONENTI

SIGLA	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
R 1	resistore da 100Ω —2W —10%	DR/0390 - 91
R 2	potenz. a filo 100Ω —5W	DP/2601 - 10
C 1	condens. elettr. da 1500 μF— 100 V.L.	BB/5341 - 40
C 2	condens. a carta (vedi testo)	—
C 3	condens. elettr. da 10.000 μF 10 V.L.	BB/5310 - 60
T	trasformatore (vedi testo)	—
TR1	transistor ADZ 12 Philips	—
TR2	come TR1	—
—	n. 2 dissipatori di calore	GC/1960 - 00
F	fusibile 10 A — 6,35 × 31,75 mm	GI /2264 - 00
—	portafusibile per F	GI /0180 - 00
—	1 morsetto per collegamento batteria (rosso)	GD/1960 - 00
—	1 morsetto per collegamento batteria (nero)	GD/1962 - 00
—	relé (eventuale) per telecomando a 12 V c.c.	GR/0010 - 00
—	interruttore a bilanciere, portata 10 A	GL /1850 - 00

LA RADIO CHE SI ASCOLTA COL TATTO

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Oltre che con le orecchie e gli occhi si può radiocomunicare anche con il tatto. In questo articolo spieghiamo come si fa.

Se ben si riflette circa le modalità secondo cui avvengono attualmente le telecomunicazioni, si conclude ben presto che qualunque sia il tipo d'informazione trasmessa essa viene percepita dall'uomo attraverso due soli sensi e, precisamente, mediante l'udito oppure la vista.

La radio ed il telefono sono due esempi molto comuni di telecomunicazioni che accedono alla percezione umana mediante l'udito, mentre la televisione, il telegrafo e le telescriventi, sono altri comuni esempi di telecomunicazioni in cui il senso messo in gioco per la percezione dell'informazione è quello della vista.

Benchè sia teoricamente possibile comunicare anche mediante il tatto, l'olfatto e il gusto, questi sensi non sono stati presi in considerazione fino a quando esigenze aeronautiche, spaziali o semplicemente molto particolari hanno reso necessario trovare altri sistemi di telecomunicazione non suscettibili di essere disturbati da rumori esterni o d'interferire con l'attenzione. Infatti, è stato sperimentato che se le comunicazioni in fonia mediante i laringofoni possono dirsi soddisfacenti per le comunicazioni fra il personale di unità periferiche (astronauti, sommergibilisti, piloti, ecc.) e le basi, spesso notevoli difficoltà nascono per le comunicazioni in senso inverso, ossia dirette dalle basi verso le unità periferiche, perchè l'ascolto in cuffia, in altoparlante o per via ossea

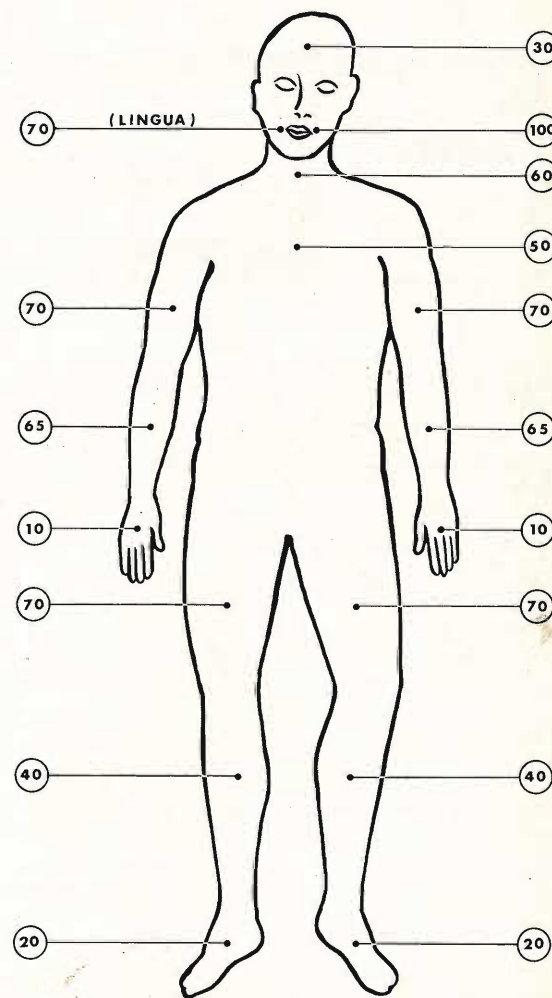



Fig. 1 - Sensibilità tattile relativa in varie zone del corpo umano (labbra = 100).

spesso è reso precario da forti rumori locali o da altre difficoltà contingenti.

Si pensi, ad esempio, che nel caso di certi aerei supersonici o di capsule spaziali precipitanti verso terra, l'esperienza ha dimostrato che occorreva trasmettere ai fine. Peggio ancora quando i messaggi in arrivo implicano l'uso degli occhi, in quanto i dati, simboli ed istruzioni in genere vengono trasmessi mediante sistemi telescriventi o televisivi. Ciò obbliga chi è al posto di ricezione di distogliere lo sguardo magari da strumenti o da osservazioni

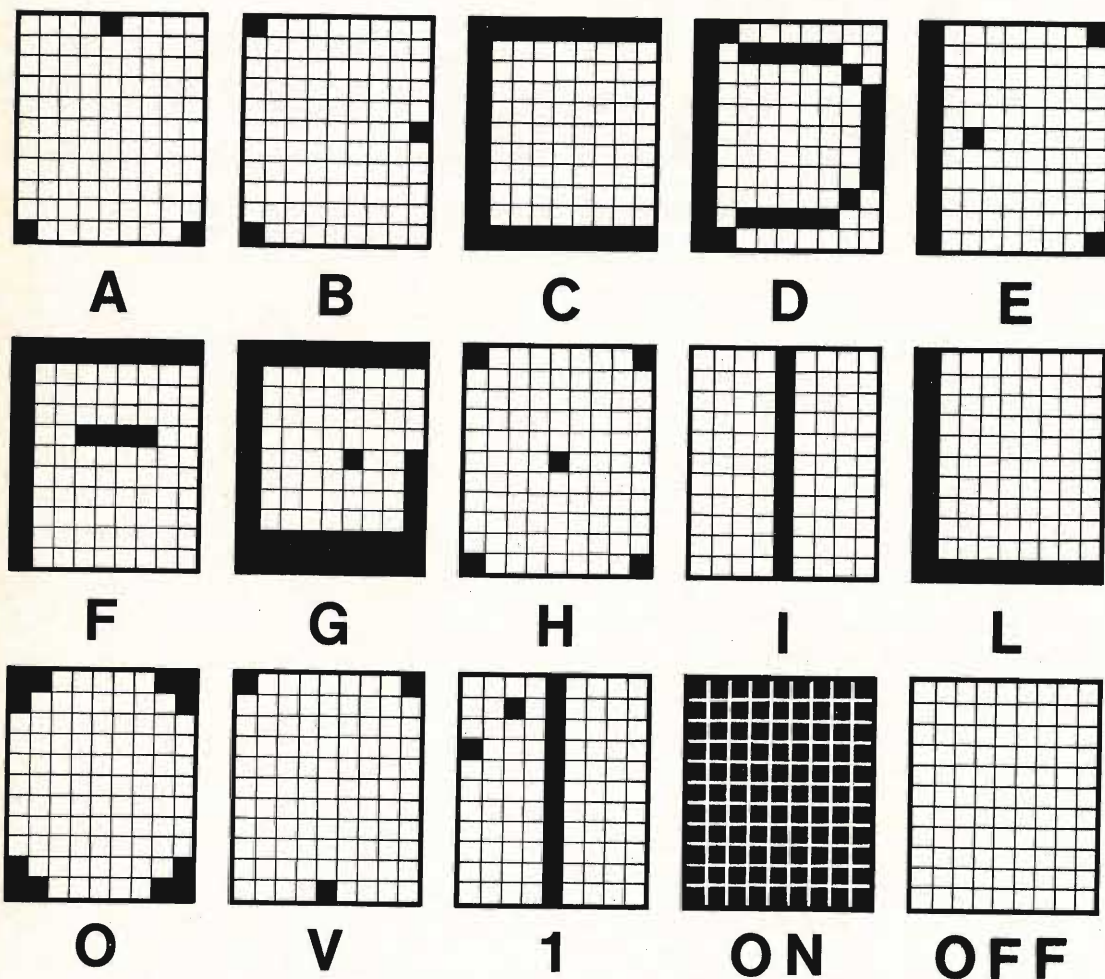



Fig. 2 - Alcuni segni del nuovo alfabeto « tattile ».

piloti od ai cosmonauti ben oltre 100 parole prima che questi, superato l'effetto delle accelerazioni e del disorientamento, riuscissero a comprendere le urgenti istruzioni loro impartite da terra.

In generale purtroppo, quando il messaggio è compreso, quasi sempre è troppo tardi perché il pilota possa salvare se stesso ed il mezzo aereo da una tragica più importanti, per fissare con attenzione le immagini trasmesse.

Anche in quest'ultimo caso, numerosi fatti accaduti nella pratica hanno ripetutamente dimostrato che un pilota, un astronauta, ecc. molto spesso vengono a trovarsi in situazioni in cui manca praticamente loro sia il tempo che la serenità necessaria per ricevere all'istante ed in

modo utile istruzioni o messaggi teletrasmessi.

Ecco quindi che scienziati e tecnici hanno dovuto arrendersi all'evidenza e prendere atto che nella vertiginosa vita attuale vi sono ormai troppi casi in cui radiofo-

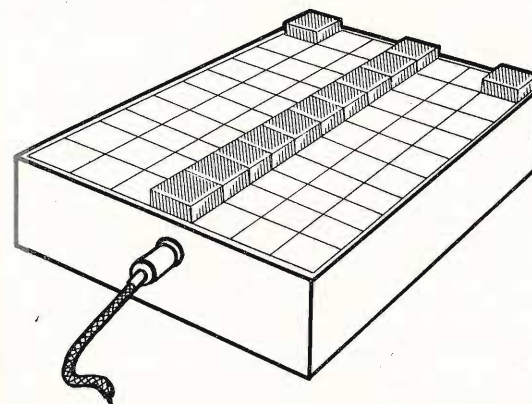



Fig. 3 - Matrice a pistoni posizionata per la trasmissione della lettera « T ». Il tratto orizzontale superiore è costituito da due soli punti ma viene percepito come un tratto continuo.

nia e televisione sono dei mezzi troppo « lenti » per trasmettere tempestivamente messaggi ed istruzioni d'emergenza. Si è andati così alla ricerca di altre soluzioni e sono stati effettuati studi e prove pratiche per risolvere il problema.

I ricettori tattili

Sembra ora che la soluzione sia stata trovata sostituendo, all'atto della ricezione, il senso del tatto a quello dell'udito o della vista.

Esistono tuttora tendenze molto varie nella scelta del « transduttore » che deve sostituire la cuffia o l'altoparlante per permettere la ricezione, ma i principii comuni a tutti i nuovi sistemi sono essenzialmente quelli basati sulle « onde cutanee », preconizzate da G. Von Bèkésy, oppure sugli stimoli elettro-tattili indolori di R.H. Gibson.

Senza entrare in dettagli possiamo più semplicemente e genericamente parlare dell'impiego di una parte del senso del tatto.

Il grado di dettaglio o « nitidezza » con cui è possibile trasmettere le informazioni può variare secondo il grado di « ricettività » della persona che si trova al posto di « ascolto ». Va da sè che in periodo quieto e normale i messaggi trasmessi possono essere assai dettagliati permettendo di comunicare immagini e simboli elemen-

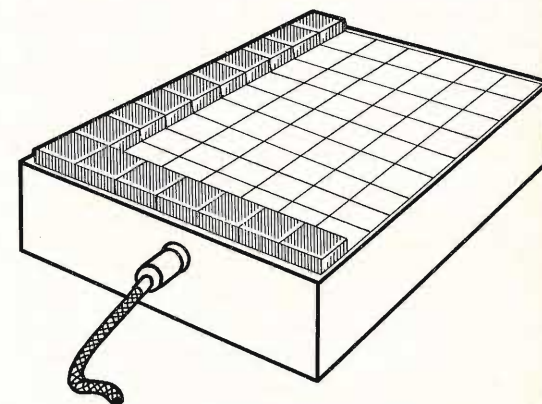



Fig. 4 - Matrice posizionata per la trasmissione della lettera « L ».

tari (es.: lettere dell'alfabeto particolarmente adattate) che verranno « letti », se così si può dire, con la... pelle.

Urgendo situazioni di pericolo e di emergenza, il sistema si autosemplifica, perdendo di dettaglio informativo, sino a giungere alla forma primordiale più elementare di comunicazione che è quella del radiocomando puramente meccanico. In questa forma degradata si realizza in altri termini quanto già sempre avviene in situazioni particolari d'emergenza. Si pensi, ad esempio, a quanto avviene quando si deve fermare tempestivamente una persona distratta che, attraversando una strada, sta per essere investita da un'automobile: non vi è altra possibilità che afferrarla e trattenerla. Non c'è tempo per avvisarla del pericolo in altro modo, né con la voce, né tanto meno con mezzi visivi. La lentezza stessa degli stimoli nervosi del corpo umano fa escludere altri mezzi d'intervento correttivo che non siano quelli dell'azione materiale diretta sostitutiva.

Pertanto, quando si tratta di teletrasmettere ad un astronauta una informazione elementare perentoria ed indilazionabile,

il sistema si semplifica sino alla sua forma meno evoluta, in senso cibernetico) telecomunicando materialmente il comando stesso.

Sono allo studio sistemi per provocare moti degli arti e riflessi condizionati mediante stimoli elettrici teletrasmessi per via cutanea, ma non si conosce quale grado di sviluppo abbiano raggiunto. Sono invece già in avanzata fase realizzativa i sistemi tendenti ad ottenere lo stesso risultato mediante azioni teledinamiche. Le ricerche che sono state sino ad oggi condotte sull'uomo hanno messo infatti in luce che sull'epidermide sono presenti oltre 2 milioni di punti sensibili in vario modo a stimoli esterni. Circa la metà di essi è sensibile agli stimoli dolorifici, mentre più di un quarto risponde agli stimoli di pressione ed i rimanenti punti sono sensibili al freddo od al caldo. Soltanto i punti dell'epidermide che in numero di circa 700 mila concretizzano la sensibilità alla pressione, sono attualmente utilizzabili per i nuovi sistemi di telecomunicazione.

Matrici invece di altoparlanti

Fra tutti i transduttori sperimentati per stimolare i centri tattili umani, quelli basati su metodi elettromeccanici od elettropneumatici si sono dimostrati i più efficaci.

Il loro rendimento, tuttavia, dipende dalle zone dell'epidermide su cui vengono applicati. Subito dopo il labbro superiore, i polpastrelli e la lingua sono le parti in cui il senso del tatto è più sviluppato, perchè i ricettori di pressione vi sono molto numerosi; tuttavia, la necessità di lasciare libere le dita e la scomodità di usare la lingua o le labbra, hanno fatto scartare queste parti a favore di altre meno sensibili ma più pratiche. Le altre zone del corpo umano che presentano ricettori di pressione in numero elevato sono nell'ordine: la parte anteriore delle braccia, l'epidermide sopra il ginocchio, il petto, le caviglie e la fronte. La capacità di queste zone di distinguere due punti di pressione adiacenti non è uniforme. Se ad esempio si premono sull'epidermide del braccio due punte non acuminate di un compasso, è possibile distinguerle separatamente solo se premono contemporaneamente due ricettori di pressione. Quando questi sono assai radi, come capita ad esempio nelle zone poco sensibili, può accadere che venga avvertita la pressione delle due punte come se fosse una sola. Questa capacità dell'epidermide di distinguere o meno punti di pressione adiacenti è importante ai fini del grado risolutivo finale attribuibile al sistema.

Discreti risultati pratici sono stati ottenuti usando come una zona di ricezione l'epidermide delle braccia. Nella sua forma più elementare gl'impulsi radioricevuti vengono convertiti in vibrazioni meccaniche (circa 20 al secondo) che sono applicate alle braccia mediante una specie di anello che stringe più o meno il braccio col ritmo delle vibrazioni in arrivo. La versione pneumatica di questo transduttore prevede una specie di bracciale costituito da un tubetto di plastica che si applica attorno al braccio e si stringe od allenta a seconda dei segnali in arrivo. Il dispositivo, che per certi aspetti ricorda uno di quei bracciali di cui i medici si servono per misurare la pressione del sangue, sembra si sia dimostrato particolarmente efficace, benchè la sua struttura non consenta altro che la comunicazione di impulsi elementari od, al massimo, la trasmissione di segnali Morse.

Un sistema più completo, specialmente adatto per trasmettere messaggi elementari e letter edell'alfabeto, è stato messo a punto per applicazioni aerospaziali dando risultati soddisfacenti.

Si tratta in sostanza di una piastra o « matrice » da applicare con fasciatura sull'epidermide e provvista di 99 piccoli pistoni che mediante un sistema elettropneumatico possono essere fatti sporgere o meno dal piano della piastra. Ogni pistone, quando viene fatto sporgere, preme sulla pelle vibrando per un centinaio di volte al secondo e se più pistoni sporgono secondo un determinato ordine possono comunicare l'informazione relativa ad una lettera o ad un simbolo.

Ad esempio, alcune lettere dell'alfabeto, come I, L, C vengono trasmesse per intero facendo sporgere i pistoni corrispondenti al rispettivo segno grafico, mentre lettere più complesse come A, B, ecc. sono trasmesse semplificate, nel senso che solo i pistoni corrispondenti ai vertici od a particolari caratteristiche della lettera vengono fatti sporgere.

L'individuazione delle varie lettere dell'alfabeto è quindi in ogni caso possibile e con un minimo di addestramento una persona può riconoscere sino a 900 caratteri al minuto primo, ossia ricevere qualche centinaio di parole.

Fig. 5 - Conformatore d'impulsi e « Vibrotactor ».

vere un nuovo impulso, è di circa 1/8 di secondo od anche meno.

È stato anche scoperto che una maggiore sensibilità cutanea è ottenibile se gli elementi destinati ad eccitare il senso del tatto non si limitano a premere, ma vengono fatti contemporaneamente vibrare con una frequenza che può andare da 20 a circa 200 Hz. Tuttavia, le onde sinusoidali usate in un primo tempo per eccitare queste vibrazioni, sono ora state sostituite da segnali con forma d'onda più efficace ottenuta rettificando (senza però minimamente livellare), una onda fortemente rettangolare.

Qualunque sia il sistema usato la soglia della sensibilità critica della pelle aumenta se si segue l'accorgimento di stimolare contemporaneamente, oltre ai punti principali, anche le zone adiacenti. Ciò si ottiene facendo sporgere qualche pistoncino in più di quelli strettamente necessari e che corrispondono ai punti principali. Il tempo necessario affinchè un ricettore dell'epidermide, sensibile alla pressione, posso riprendere il proprio stato originario e quindi essere pronto a rice-

Collateralmente a queste esperienze se ne sono sviluppate altre tendenti al vero e proprio ascolto di suoni e parole mediante il... tatto.

Attualmente, qualche risultato positivo è stato ottenuto usando i punti ricettori

localizzati nei polpastrelli delle dita; viene riferito che dopo una quarantina di ore di pratica qualsiasi persona diviene capace di comprendere in modo intelligibile una parola ogni due che gli venga comunicata da una membrana vibrante a frequenza fonica messa a contatto con le dita. È stato notato anche che il senso del tatto nell'uomo è sviluppato in modo da poter discernere oltre 10 gradi di pressione diversi anche se la differenza relativa fra pressioni è solo di qualche centinaio di microns. Questa sensibilità invero già alta può essere ulteriormente accresciuta riscaldando la pelle coi raggi infrarossi. Ciò ha suggerito l'idea di riscaldare modicamente i pistoncini vibranti per aumentarne l'efficacia.

Si devono superare anche degli ostacoli imprevisti, come il fatto che se una serie di eccitatori del senso del tatto sono messi in opera distanziati fra loro di circa 2 cm, solo gli eccitatori centrali vengono percepiti mentre quelli più esterni, a meno che non vengano fatti funzionare non contemporaneamente, risultano come inesistenti. Esiste però il singolare fenomeno per cui, anche se non avvertiti dal soggetto, detti eccitatori periferici aumentano l'energia apparente degli stimoli centrali.

È stata messa a profitto questa scoperta per realizzare dei dispositivi particolarmente destinati a funzionare in situazioni di emergenza, ossia quando non vi è tempo per decifrare caratteri o messaggi, ma occorre radiocomandare direttamente l'organismo umano.

Non staremo qui ad elencare tutte le soluzioni escogitate per far sì che un astronauta od un pilota di jets apra o chiuda inconsciamente una mano, spinga avanti o ritragga un braccio, il tutto dietro radiocomando diretto da terra. Ci limiteremo a citare la soluzione forse più spettacolare che consente di far ruotare il busto del pilota in senso orario od antiorario, oppure di farlo flettere da un lato.

Allo scopo è stato creato una specie di corsetto provvisto internamente di organi di pressione distribuiti circolarmente che viene fatto indossare al pilota.

Quando gli eccitatori premono secondo una sequenza rotatoria, anche il pilota è sollecitato a ruotare il busto nel senso della progressione degli stimoli mentre mettendo in funzione gli eccitatori di una sola zona il busto è sollecitato a flettersi in quella direzione. L'effetto, beninteso, è minimo se un addestramento preliminare non predispone il corpo umano a « collaborare » con dovuta efficacia agli stimoli-guida.

L'inventore di questo sistema, L. G. Lawrence, ha trovato che soddisfacenti movimenti indotti « via-tatto » si ottengono con corsetti provvisti di almeno 6 eccitatori disposti circolarmente. Mediante impulsi inviati in sequenza oraria od antioraria, con un intervallo di 0,1 sec., si otterrebbe, secondo l'inventore, un moto rotatorio del busto assai pronunciato. A buon conto, è stato previsto nel dispositivo anche un pulsante che il pilota o l'astronauta possono premere a volontà per escludere a piacere l'invio ulteriore di impulsi tattili, perchè questi ultimi possono provocare in qualche caso anche disorientamento e capogiro.

Gl'impulsi elettrici necessari per mettere in azione gli eccitatori sono stati ottenuti dal Lawrence non già mediante oscillatori classici, ma tramite circuiti con elementi SCR a cui ha dato il nome di « Vibrotactor ».

I risultati ottenuti sembrano soddisfacenti e di estremo interesse per applicazioni astronautiche e spaziali; successive versioni del sistema hanno portato alla realizzazione sperimentale di « correttori di rotta » in cui non sono i segnali da terra che « via-tatto » correggono il pilota, ma gli stessi apparecchi di bordo che controllano gli eccitatori tattili. Ciò evita al pilota od al cosmonauta di dover leggere quadranti e strumenti e gli permette di avvertire immediatamente « con la pelle » gli errori che fa e le correzioni che deve apportare.

Un ostacolo ad ulteriori immediati sviluppi di questo nuovo sistema di comunicazione sembra essere dato dal fatto che i ricettori tattili disseminati sul corpo umano sono ancora molto poco studiati e conosciuti; tuttavia le prime soddisfacenti applicazioni che si sono già avute fanno ben sperare per un ulteriore più vasto sviluppo in avvenire.

COMANDO A DISTANZA DI TIPO MAGNETICO

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Riportiamo in questo articolo un sistema di comando a distanza di semplice realizzazione; naturalmente la sua efficienza è da ritenersi buona nei limiti delle brevi distanze di funzionamento. Il circuito è particolarmente interessante in quanto non impiega alcuna energia elettromagnetica, cioè quel tipo di energia impiegata generalmente nelle comunicazioni radio, ma si basa sull'energia magnetica.

Sarà capitato a tutti i nostri lettori di constatare come sia semplice controllare qualcosa da una posizione lontana. Però quando la distanza che si deve superare da alcune centinaia di metri diventa qualche chilometro la cosa cambia, in quanto si rende necessario l'impiego di un costoso apparato trasmittente ricevente. Questa apparecchiatura deve funzionare sulla banda dei 27 MHz, banda riservata ai controlli radio e oltre tutto l'apparecchiatura deve essere approvata dalle autorità competenti.

L'apparecchio che stiamo per descrivere è adatto invece per le applicazioni che richiedono un controllo entro brevi distanze cioè dell'ordine da 10 a 20 metri. Su una frequenza come 10 kHz si può lavorare senza alcun pericolo e senza alcun permesso speciale.

Durante la costruzione del generatore e del ricevitore avrete modo di rinfrescare le vostre nozioni di elettrotecnica e di magnetismo; allo stesso tempo potrete rendervi conto della potenza di penetrazione della piccola parte di energia prodotta premendo il pulsante. Si deve tener conto che il campo magnetico non si propaga facilmente come succede con le onde radio; al contrario, la potenza del campo varia inversamente al cubo della distanza del generatore. La distanza limitata di funzionamento è dovuta a questi fattori.

Riportiamo ora alcune applicazioni tipiche di questa apparecchiatura:

— Emissioni di segnali di pericolo. Persone anziane o invalide o quelle che vivono lontano, possono portare il generatore con loro ed usarlo per chiamare i vicini in modo che possano aiutarli quando sia necessario.

— Controllo a distanza per vari apparecchi domestici per esempio accensione o spegnimento di un apparecchio radio o televisivo; messa in funzione di un campanello elettrico fra due camere; apertura o chiusura di porte (compresa la porta dell'autorimessa); cambiamento delle diapositive in un proiettore ecc.

— Attuazione di trucchi.

— Comunicazione sott'acqua.

A questo punto, come al solito, lasciamo alla fantasia e alle esigenze dei vari lettori l'attuazione di altre applicazioni, che possono soddisfare alle loro particolari richieste.

Fig. 1 - Schema elettrico del generatore da 1 W.

COMPONENTI

RESISTORI	CONDENSATORI	BOBINE
R_1 = 470 Ω, 1/4 W a carbone	C_1 = 15 nF, 500 V, polistirene	Barrette di ferroxcube (gradazione 4A3) tipo 3122 104 43442 di 240 mm. di lunghezza e 10 mm di diametro.
R_2 = 470 Ω, 1/4 W a carbone	C_2 = 0,1 μF, 250 V, poliestere	L_1 = 480 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm.
R_3 = 10 kΩ, 1/4 W a carbone	C_3 = 0,1 μF, 250 V, poliestere	L_2 = 8 spire di filo di rame smaltato da 0,8 mm.
R_4 = 10 kΩ, 1/4 W a carbone	C_4 = 4 μF, 40 V, elettrolitico	L_3 = 8 spire di filo di rame smaltato da 0,8 mm.
R_5 = 1 kΩ, potenziometro miniatura con vite di regolazione	C_5 = 4 μF, 40 V, elettrolitico	
R_6 = 390 Ω, 1/4 W a carbone.	C_6 = 200 μF, 10 V, elettrolitico.	

TRANSISTOR	
TR_1 - TR_2 = 2 × AC128 (p-n-p)	TR_3 - TR_4 = 2 × AC127 (n-p-n).

Generatore con una portata di 20 metri

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del generatore avente la portata di 20 metri. La sua uscita è di circa 1 W, la frequenza di funzionamento è di 10 kHz.

La lunghezza d'onda delle onde magnetiche è tanto lunga (30.000 metri) quanto le pareti sono spesse; anche se rinforzate, non formano alcun ostacolo.

I due transistor TR_1 e TR_2 collegati in push-pull costituiscono, insieme alla barretta di ferroxcube, un generatore oscillante a 10 kHz. La potenza d'ingresso presa dalle batterie è circa 2 W (0,35 A con 6 V) per funzionamento continuo. Comunque, l'oscillatore in questo caso è a impulsi per tre ragioni:

— Per dimezzare la caduta media delle batterie;

— Per rendere minimo il riscaldamento dei transistor;

— Per prevenire che il ricevitore riceva i segnali interferenti aventi frequenze intorno ai 10 kHz (segnali che possono essere prodotti da motori elettrici o dalla base dei tempi di riga degli apparecchi TV).

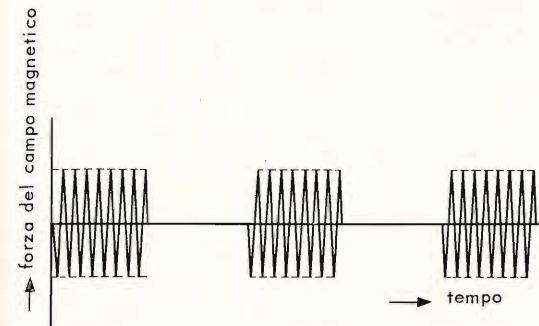



Fig. 2 - Rappresentazione degli impulsi; cambiamento del campo magnetico prodotto dai generatori.

Gli impulsi sono prodotti da un multivibratore astabile con una frequenza di ripetizione degli impulsi di 20 Hz, questi impulsi sono mandati alle basi dei transistor TR_1 e TR_2 attraverso i resistori R_1 e R_2. Il segnale d'uscita dell'unità è rappresentato in fig. 2. Il potenziometro R_5 serve per variare la larghezza d'impulso.

Costruzione del generatore

È chiaro che il campo magnetico composto intorno alla barretta di ferroxcube (Fig. 3) deve essere più forte possibile. Per questa ragione si dovrebbe usare una barretta più lunga possibile, mentre il diametro dovrebbe essere circa un decimo di questa sua lunghezza. Le barrette di ferroxcube adatte per il nostro progetto sono lunghe 24 cm. ed hanno un diametro di 10 mm. Così prendiamo due di queste barrette e le mettiamo affiancate l'una all'altra, come si può vedere in fig. 4, applichiamo su di esse un supporto per bobine di materiale isolante e procediamo quindi all'avvolgimento della bobina L_1 su di esso.

L'avvolgimento L_1 è formato da 480 spire di filo di rame smaltato avente un diametro di 0,4 mm, questo avvolgimento occupa circa i 9/10 della lunghezza delle barrette. Fatto questo primo avvolgimento, applichiamo uno strato di materiale isolante e quindi avvolgiamo le bobine L_2/L_3, queste bobine sono formate da 16 spire di filo di rame smaltato da 0,8 mm con una presa centrale.

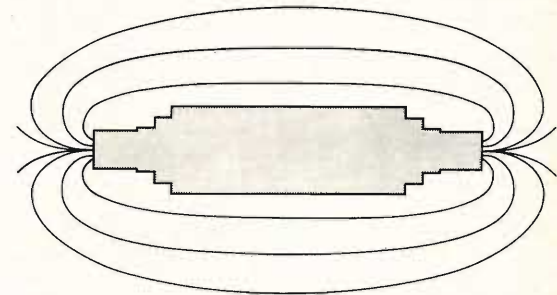



Fig. 3 - Rappresentazione del campo magnetico che si forma attorno alla barretta di ferroxcube.

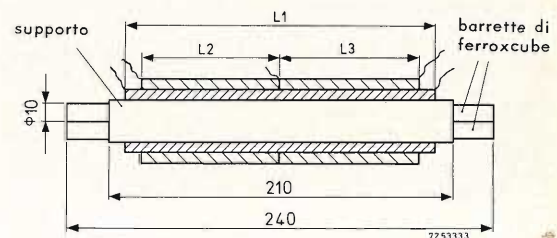



Fig. 4 - Schema di principio della costruzione delle bobine sulle barrette di ferroxcube.

Le spire devono essere avvolte spaziate fra di loro in modo che occupino quasi lo stesso spazio occupato dalla bobina L_1.

I terminali delle 16 spire devono essere collegati con i transistor TR_1 e TR_2, mentre la presa centrale deve essere collegata al polo negativo della batteria. Attraverso la bobina L_1 collegare un condensatore al poliestere da 15 nF/500 V

con un basso fattore di perdita in modo da ottenere un circuito con una frequenza di risonanza di 10 kHz. Le barrette di ferroxcube danno a questo circuito un fattore molto alto in modo che esso può

Fig. 5 - Collegamento elettrico delle varie unità che formano l'apparecchio.

produrre delle tensioni anche di centinaia di Volt, una corrente elevata attraverso le bobine e quindi un forte campo magnetico.

Dopo aver effettuato questi avvolgimenti, passiamo al montaggio degli altri componenti su un pezzetto di piastrina forata, quindi colleghiamo le bobine, le quattro batterie da 1,5 V (vedere fig. 5) e inseriamo le varie parti in una scatola adatta a contenere l'intera apparecchiatura. Premendo il pulsante, dovremmo facilmente sentire il segnale ad impulsi di 10 kHz. Questo è causato dalla vibrazione delle barrette di ferroxcube.

Generatore con una portata di 10 metri

Questo è studiato per essere costruito in un contenitore abbastanza piccolo in modo da rendere facile il suo spostamento.

Fig. 6 - Schema elettrico del generatore da 0,2 W.

COMPONENTI

RESISTORI	**CONDENSATORI**	**BOBINE**
R_1 = 1 kΩ, 1/4 W a carbone R_2 = 5,6 kΩ, 1/4 W a carbone R_3 = 5,6 kΩ, 1/4 W a carbone R_4 = 1 kΩ, 1/4 W a carbone **TRANSISTOR** TR_1 = AC128 (p-n-p) TR_2 = 2 × AC127 (n-p-n)	C_1 = 24 nF, 63 V, polistirene C_2 = 0,1 μF, 250 V, poliestere C_3 = 4 μF, 40 V, elettrolitico C_4 = 4 μF, 40 V, elettrolitico C_5 = 200 μF, 10 V, elettrolitico.	Barretta di ferroxcube (gradazione 4A3) tipo 4311 020 52782 di 130 mm. di lunghezza e 10 mm di diametro. L_1 = 480 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm L_2 = 8 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm L_3 = 8 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm

La portata è proporzionalmente più piccola ma la distanza massima di 10 metri è sufficiente per molti impieghi.

In fig. 6 è riportato lo schema elettrico di questo generatore; in esso si può vedere un singolo transistor che forma l'oscillatore il quale è anche reso pulsante da un multivibratore astabile. La barretta di ferroxcube in questo caso è lunga 13 cm ed ha un diametro di 10 mm. La bobina L_1 è formata da due avvolgimenti aventi ognuno 240 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm. Le bobine L_2/L_3 sono formate da 8 spire di filo di rame smaltato da 0,4 mm. Le spire devono essere spaziate fra di loro e devono avere una presa centrale (vedere la fig. 7). Due batterie a torcia da 1,5 V vengono usate per fornire la tensione di alimentazione che deve essere di 3 V. Il cablaggio delle varie parti del circuito è del tutto simile a quello descritto per il generatore da 1 W.

Alcuni cenni sul ferroxcube

La scoperta delle proprietà magnetiche delle ferriti è stata una delle più importanti scoperte di questo secolo, e il ferroxcube è una conseguenza di questo fatto essendo un impasto di ossido di ferro con altri ossidi metallici.

Il ferroxcube è anche un materiale magnetico morbido con una resistività molto alta, proprietà questa che lo rende capace di effettuare rapidi cambiamenti in un campo magnetico nel quale è posto, senza provocare delle perdite apprezzabili.

Nel 1900 uno sperimentatore di nome Hilbert preparò un ossido di ferro magnetico e ferriti. Questi materiali mostrano una bassa conduttività per le correnti elettriche (per questo motivo furono chiamati materiali non metallici) ma le loro proprietà magnetiche non erano molto pronunciate e la permeabilità magnetica in particolare era piuttosto bassa.

Nel 1933, Snock dei laboratori di ricerca Philips, preparò una ferrite composta di zinco-manganese e una ferrite di zinco-nickel di qualità molto migliore. Fu però durante la seconda guerra mondiale che Snock continuò nello sviluppo di tipi di ferroxcube aventi non solo correnti parassite molto piccole ma anche un'alta

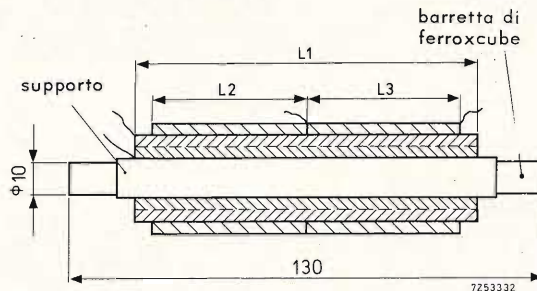



Fig. 7 - Schema di principio della costruzione delle bobine sulla barretta di ferroxcube.

permeabilità magnetica e un'alta densità di flusso di saturazione. Inoltre anche il prezzo iniziò ad essere interessante dal punto di vista commerciale.

I tipi di ferroxcube che si possono facilmente trovare in commercio possono essere impiegati con frequenze fino a 100 MHz. Si possono distinguere tre tipi base di ferroxcube:

Ferroxcube 3 - ferrite di zinco-manganese, con una permeabilità iniziale piuttosto alta e una densità del flusso di saturazione anch'essa alta, ma tollerante delle perdite maggiori delle correnti parassite del ferroxcube 4; è quindi adatto per basse frequenze (1 kHz ÷ 1 MHz).

Ferroxcube 4 - ferrite di zinco-nickel, con minore permeabilità iniziale e densità del flusso di saturazione ma anche con perdite di corrente parassita molto bassa, è quindi adatto per le alte frequenze (500 kHz ÷ 100 MHz).

Ferroxcube 6 - ferrite di manganese-magnesio; con circuito d'isteresi quadrato che lo rende particolarmente adatto per essere impiegato nei calcolatori elettronici.

Questi gruppi principali sono poi suddivisi in gradi: 3A, 3B, 3C e 4A, 4B, 4C ecc.

Il brevetto concesso, dopo anni di studi e perplessità, rappresenta senza dubbio una garanzia della serietà della scoperta, malgrado l'aspetto rivoluzionario che esso riveste. Lo straordinario « sistema » che ha tenuto occupato gli Alti Specialisti delle Ricerche Avanzate della N.A.S.A., esce dall'ermetismo del segreto. Non quindi uno spazio curvo einsteiniano ma la reattività dello spazio che non permette di percorrerlo se non per curve.

di Alberto Basso-Ricci

le macchine incredibili! ma...

In questo articolo vengono presentati gli schemi elettrici e i dati costruttivi per la realizzazione pratica di nuovi motori a spinta interna che qualunque tecnico può costruire con mezzi semplici.

La forza e la massa

Con questa ricerca ci si propone una breve illustrazione teorica e pratica di nuovi concetti riguardanti la meccanica del moto che hanno portato alla realizzazione di nuove macchine per la locomozione terrestre, spaziale, marittima. Le stesse verranno presentate dopo i cenni teorici.

Newton certamente uno dei personaggi consolari della matematica, dà come dimostrato che l'azione di comando a distanza dei corpi si ha allorché esistono quantità di materia poste a confronto in un sistema: ossia nello spazio due masse si attirano l'una con l'altra secondo il loro prodotto: $m_1 \times m_2$ diviso la loro distanza al quadrato.

Il tutto si esprime con la nota formula in cui m_1 è la massa del primo corpo, m_2

è la massa del secondo corpo, d è la distanza baricentrica delle due masse, k una costante universale.

$$F = \frac{m_1 m_2}{d^2} K$$

Si deve dedurre che la quantità di materia ha potere di comando attrattivo. Si vuole arrivare a desumere, oltre Newton, che non solo la quantità di materia ha potere attrattivo, ma che una medesima quantità di materia è capace di sviluppare diversa forza attrattiva.

Già nella relatività generalizzata Einstein (1915-1917) dimostra la gravitazione universale senza ricorrere a forze newtoniane a distanza. Come è noto nella relatività generalizzata si pone l'equivalenza di un campo I_c di gravitazione con un'accelerazione **a** d'insieme del sistema di riferimento. Chiamando M_i la massa inerte e M_g la massa pesante delle note espressioni einsteiniane

$$a = \frac{F}{M_i} = \frac{P}{M_i} = \frac{M_g}{M_i} \cdot I_c$$

in cui posto $\frac{M_g}{M_i}$ = cost. risulta che $a = I_c$; ossia si identifica il campo di gravitazione I_c con l'accelerazione **a.** Questo fatto suggerì ad Einstein l'idea che la traiettoia seguita da un grave in un campo gravitazionale non dipenda dalla massa, ma sia invece una proprietà intrinseca del campo stesso, ciò portò Einstein a postulare la curvatura dello spazio-tempo. Le orbite dei pianeti considerate rettilinee assumono quindi l'aspetto ellittico che in realtà si osserva. Così la relatività generalizzata spiega la forza di gravitazione senza ricorrere a Newton.

Naturalmente Einstein, da personaggio qual'era nel campo della fisica, non si limitò a concetti semplici di questa forma gravitazionale, ma li rivestì di un'appropriata veste matematica, degna della sua mente. Egli si avvalse del calcolo tensoriale il quale recentemente ha fatto la sua comparsa nei principali istituti politecnici di molte nazioni.

Quindi, anche se con rammarico, dobbiamo limitare su queste pagine l'indagine matematica nella forma tensoriale perché solo degli esperti potrebbero gustarne appieno il significato.

Nemmeno si potrà qui spiegare il calcolo tensoriale, per tale approfondimento si rimanda il lettore a testi specializzati.

Einstein formulò quindi quelle che si presentano le più spontanee equazioni gravitazionali nella forma

$$A^{pq} - \chi T^{pq} = O \qquad (p, q = 0, 1, 2, 3,),$$

in cui A^{pq} è il tensore che dipende linearmente dal tensore di Riemann
T^{pq} è il tensore energetico
χ è una costante universale.

Ma anche alla luce dell'interpretazione einsteiniana pare che qualcosa di nuovo possa ancora dirsi. Il mondo dei fisici è uno strano mondo: scoperta una teoria ecco che altri studiosi la confutano per trovare quello che in essa può mancare o quello che essa non può spiegare. Quindi, senza pretesa alcuna di voler toccare quanto di importante è stato fatto, si può porre che, nel relativismo einsteiniano, mentre può giudicarsi proficuo il tentativo di liberarsi dalla massa, non tanto facilmente si possono ammettere le curve cronotopologiche che per molti sono assurde per lo spirito e per la sperimentazione.

Nel sistema eliocentrico einsteiniano si dice che si descrive una traiettoria rettilinea in uno spazio curvo, mentre in virtù della presente nuova scoperta ben altra cosa è dire che la reattività dello spazio non permette di procedere che per curve. E' questa la nuova scoperta e che forma l'assunto specifico delle interazioni rotazionali sul quale si basa il principio di funzionamento delle macchine che sotto verranno descritte.

Quanto detto in merito alla forma einsteiniana non può quindi legarsi all'oggetto della presente ricerca, la quale, invece, partendo dai principi generali dei fondamenti della meccanica, si orienta a considerare, per quanto riguarda la forza, un nuovo parametro di tipo rotazionale.

L'attrazione (o repulsione) non è dipendente soltanto dalla quantità di materia, ma altresì dipendente dal reciproco coordinamento del senso e della velocità di rotazione dei corpi stessi.

Verificandosi ciò la materia può stabilire a distanza un rapporto variabile di separazione o attrazione.

Ciò che di nuovo si aggiunge è che, col differenziarsi del coordinamento del senso e della velocità di rotazione, ne deriva una differenza di attrazione, pur restando immutata la quantità di materia.

Così si intravvede la possibilità della generazione di una forza a mezzo di azioni rotazionali che vengono utilmente impiegate per la realizzazione di nuove macchine.

Per meglio intenderci ci riferiamo, per ora, al solo modello planetario. Tutti i movimenti rotazionali degli astri sono riducibili ad ogni istante a risultati di un moto di traslazione e di rotazione. Se si vuole trovare una correlazione matematica che leghi tra loro le varie forme di moto che si stabiliscono a distanza in virtù delle azioni gravitazionali, sarà necessario vedere nel sistema che si vuole considerare, limitando per ora la nostra considerazione al modello planetario, che cosa più precisamente si intende dire quando diciamo che un astro ruota.

Secondo Newton due masse, ad esempio due astri, si influenzano a distanza secondo la congiungente A' — B' con forze contrarie.

Considerando i moti vincolati, vigono forze centrifughe e le corrispondenti reazioni centripete.

$$\vec{F}_a = -\vec{F}_b$$

Ciò, non deve dimenticarsi, richiede un vincolo al punto mobile?
punto mobile, come ad es. può essere una fune tesa che trattiene in rotazione una massa rotante.

Tuttavia è opportuno ricordare che nel moto planetario nessuno mai ha potuto concretare un vincolo del punto o astro mobile che, infatti, non esiste! Dov'è il vincolo al punto mobile?

Ciò che prova l'argomento delle azioni di trasmissione a distanza di una forza, essendo certa la inerziabilità di qualunque sistema di riferimento (velocità = O non potrà mai verificarsi e la quiete non viene quindi considerata), è la variazione della velocità.

« Astri » rotanti in movimento possono essere considerati come dei rotori, essi determinano un campo reattivo, ciò è quanto si dimostrerà. Secondo che si pongano o meno dei vincoli ai punti del moto, si origina una forza di spinta sull'asse dei rotori rotanti posti a confronto nello spazio.

L'astro o pianeta può essere considerato come un sistema materiale in rototraslazione, esso allora diviene un corpo rigido le cui particelle materiali si suppongono invariabilmente tra loro connesse.

In questo caso possiamo allora considerare un punto A che sia sull'astro (Terra) e che non appartenga al suo asse di rotazione.

Questo punto A ha dal centro dell'asse alla Terra un raggio r_t.

Ruotando il pianeta attorno al suo asse di rotazione con velocità angolare Ω_{xt} il punto A è dotato di una velocità di traslazione uguale a:

$$V_{xt} = \Omega_{xt} \; r_t$$

Allora la velocità lineare V_{xt} del punto A sull'astro sarà:

$$V_{xt} = [\text{in metri /s}] = \Omega_{xt} \, r_t = \frac{2 \pi n}{60} r_t = \frac{2 \pi}{T} r_t$$

nella quale:

Ω_{xt} = radianti al secondo
n = numero dei giri in un minuto della Terra
T = periodo di rotazione della Terra attorno al suo asse

Ogni punto dell'astro (Terra) è soggetto ad una velocità di traslazione risultante dalla composizione di due velocità di traslazione.

La prima è la V_{xt} che le deriva dal fatto che il punto A si trova alla periferia di un corpo che ruota e la seconda dal fatto che ogni punto A dell'astro medesimo è sottoposto ad un'altra velocità di traslazione V_{yt} (traslazione del baricentro dell'astro).

Quello, che qui non si riconosce alla massa, è di suscitare una forza quando sta ferma, ciò effettivamente non è ancora dimostrato. Non si dimentichi che i famosi esperimenti del Cavendish sono sempre stati effettuati sulla superficie terrestre animata dai noti movimenti rototraslatori.

Quindi la forza non è dipendente unicamente dalla costanza della accelerazione per la quale vale invece la relazione classica.

$$a = \frac{[F]}{[M]}$$

La verità del principio di attività è che esso nasce allorché si alternano le sequenze della accelerazione mutabili di segno.

Per questa vale sempre un cambiamento « da » della accelerazione in un tempo brevissimo dt, per cui essendo come noto:

$v = \frac{ds}{dt}$ e l'accelerazione $a = \frac{dv}{dt}$, si ricava che rispetto allo spazio l'accelerazione « a » risulta:

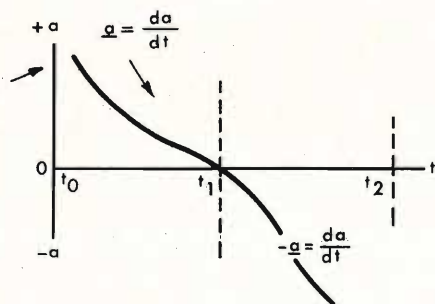
$$a = \frac{d^2 s}{dt^2}.$$

Ciò posto, se ora, come sopra detto, consideriamo una varianza **da** dell'accelerazione del punto A, ad es. sulla superficie di un pianeta, non appartenente al suo asse di rotazione, questa **da** del punto A varia le sue sequenze tra i valori di +**da** e —**da** e si sviluppa la forza o spinta F.

È ovvio che solo per intenderci si può parlare di « accelerazione negativa » se con questa vogliamo indicare che è cambiata quella zona del campo in cui si verifica l'accelerazione.

In altre parole, non si ha spinta se l'accelerazione « a » del punto non inverte il segno rispetto al centro solare .
F = spinta che nasce dall'interno della sfera.

Il moto del corpo (traslazione del pianeta sull'orbita V_y) nasce dal formarsi, come si è visto, di una spinta che nasce all'interno della sfera dovuta alla variazione dell'accelerazione di tutti i punti dello sferoide stesso rotante che alternano le loro sequenze tra +**da** e —**da**.

Variazione dell' accelerazione della sfera (punto rotante A) vista dal centro dell'orbita V_y.

F = spinta reattiva di carattere non newtoniano - azione sinergica.

1

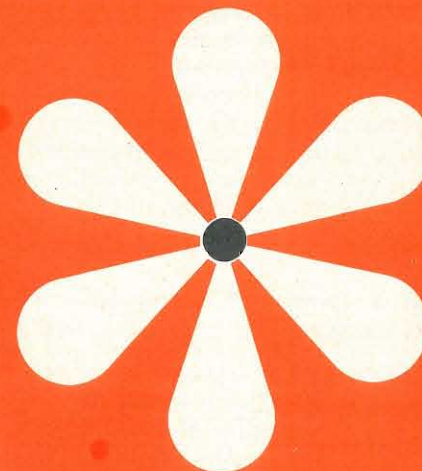
Macchina con propulsione a masse rotanti per la navigazione marittima

In tutta la sua storia l'uomo spende la maggior parte delle sue energie per trasportarsi da una località all'altra, ma in questi spostamenti egli incontra sempre un limite pratico alla sua velocità. E' luogo comune dire che i progressi futuri, per quanto riguarda i mezzi di trasporto, dovranno avvenire in altre direzioni, di fatto invece si cerca velocità e sempre maggior velocità. Mantenendo questa disposizione d'animo il progresso moderno sembra precludere ogni considerazione che riguardi i concetti del moto a basse velocità.

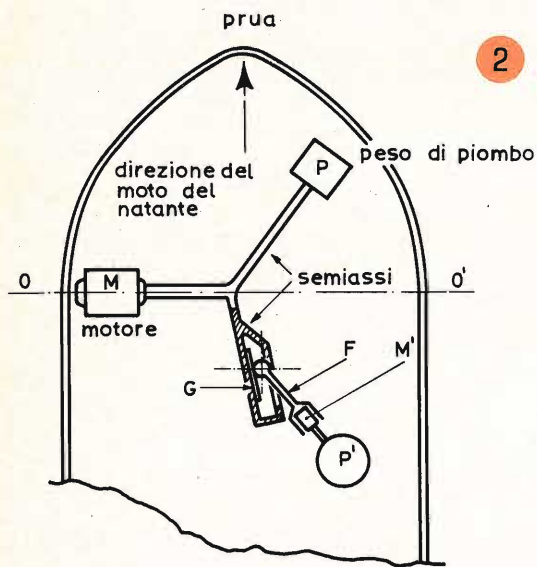
Ma è proprio ritornando ai criteri primi del moto coi quali, secondo le conclusioni della presente ricerca, si ritorna al mondo delle macchine a basse velocità, che scaturiscono nuovi importanti concetti che lasciano intravvedere possibilità anche per quelli che saranno i criteri dei nuovi voli spaziali.

Ma di ciò parleremo più avanti per fermare ora la nostra attenzione su una macchina a propulsione di masse rotanti per la navigazione marittima illustrata alla fig. 2.

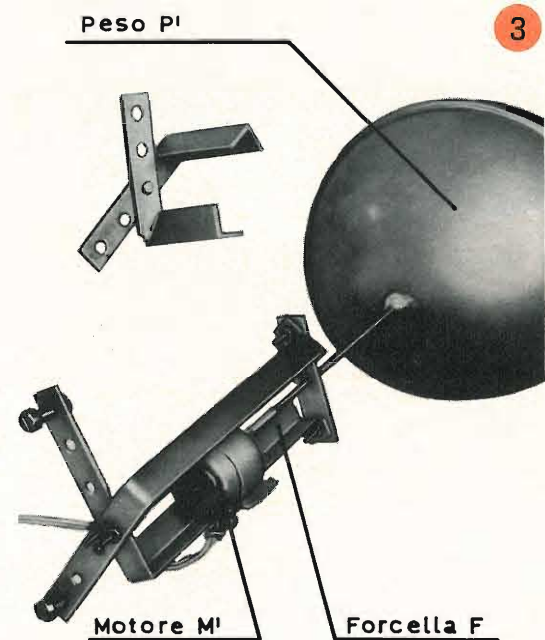
Su questi principi si basa la realizzazione di nuovi motori. Questi motori, nella loro forma più semplice, sono co-

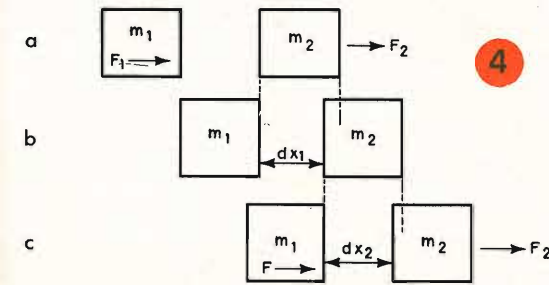
● Una parte della stampa ha parlato di una recente scoperta (1967): « Propulsione a masse rotanti, motori a spinta interna ». Rivendico la priorità in quanto nel 1958 tali motori erano già stati inventati e sperimentati dal sottoscritto, presentati ad Università, nel 1961 ottenevano i depositi ufficiali.

stituiti da bracci snodati appesantiti alle loro estremità da masse fisse o rotanti od oscillanti. Queste masse, liberando le loro forze afferenti, ad un prestabilito punto della loro traiettoria, sviluppano un'azione ponderomotrice ed imprimono al veicolo su cui appoggiano una spinta dinamica che lo fa avanzare nello spazio.

Le masse rotanti sviluppano nello spazio una commutazione continua ed ordinata. L'effetto che ne risulta è quello di una utile azione di spinta dinamica al natante.

Se la terra non ruotasse attorno al proprio asse ,essa non procurerebbe nessuna interazione rotazionale rispetto alla sfera rotante P' e al peso P. Può anche dirsi che nessuna interazione rotazionale si produrrebbe fra le masse rotanti P e P' rispetto all'asse O-O'. In entrambi i casi il mezzo non correrebbe nell'acqua come invece, di fatto, avviene.

Il motore elettrico M porta in rotazione attorno all'asse O-O' due masse costituite dai pesi P e P'. La forcella F, correndo sull'ingranaggio G, è un braccio snodato che muta in continuazione la sua inclinazione rispetto ai tre assi nello spazio x, y, z; la massa P' descrive una traiettoria a forma di otto. Ad un prestabilito punto della traiettoria, annullandosi la velocità periferica di P', si genera un forte attrito che, anziché consumarsi sul semiasse che supporta la forcella F, viene ceduto come utile azione di spinta in avanti all'asse longitudinale dell'imbarcazione. Se l'asse O-O' della macchina viene ora disposto normalmente al piano del disegno ed il peso P' riceve una rotazione angolare su sé stesso fornita dal motore elettrico M', allora il peso P' sale verso l'alto sviluppando un'utile azione di volo, ma non è di questo che per il momento ci si vuole occupare.

Veicoli a comando elettronico per lo spostamento a terra e nell'acqua

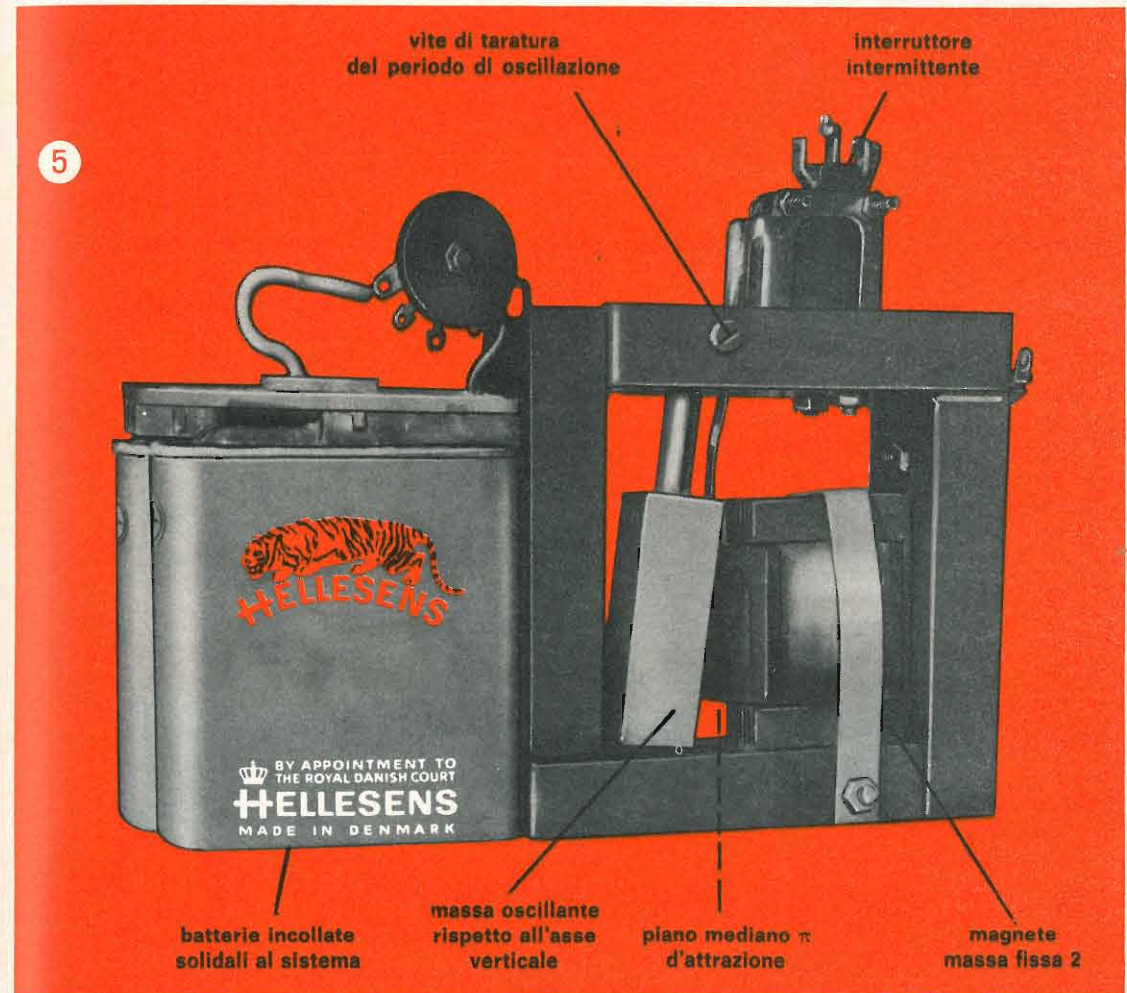
I veicoli che ora vengono descritti sono capaci di spostarsi a terra e in acqua mediante sistemi interni di caricamento dell'energia di propulsione, essi sono caratterizzati dal fatto di poter subire una accelerazione di spostamento sempre crescente.

La fotografia riproduce un particolare del motore M' che corre entro la forcella F, e P' è rappresentato da una sfera rotante.

Si realizzano anche in questo caso macchine per lo spostamento a prescindere da qualsiasi punto di vincolo del moto. Esse quindi saranno caratterizzate dal fatto che possono funzionare in un qualunque « campo di attrazione o di non attrazione gravitazionale ». Meglio si potrà definirle come macchine per lo spostamento nello spazio atte a sviluppare una accelerazione continua del moto. Si darà qualche cenno elementare che meglio possa chiarire il quesito.

Velocità d'avanzamento della macchina sul terreno = 107 metri/ora.

Ripeteremo assieme esperimenti vecchi quanto è vecchio l'uomo. In tutta la storia l'uomo si è angustiato, preoccupato di andare alla ricerca perfezionistica di ogni realtà.

Abbiamo avute le arti più belle, i poemi più importanti e, nel campo della fisica, la mente dell'uomo ha ricercato il perché della natura delle cose.

L'esperimento del gettare ad es. una palla di biliardo contro un'altra ha sollevato in ognuno di noi l'idea di un senso, forse troppo superficiale, dai concetti dell'urto. Orbene, non occorre troppo spirito di speculazione scientifica per intuire quanto può succedere allorché questi urti si ripetano a catena. In parole più semplici ogni piccolo incremento di spinta ad un corpo già in moto, aumenta ulte-

riormente la velocità del corpo. Ma questo concetto possiamo estenderlo fino all'infinito? Se ciò si realizzasse ecco che l'uomo avrebbe la possibilità di spingere un qualsiasi corpo a velocità infinita. Lasciamo le affermazioni teoriche e affrontiamo la via sperimentale. Nella loro struttura più semplice, il funzionamento, basato secondo questo nuovo principio è riassunta dalla fig. 4; m_1 rappresenta una massa la quale, avendo ricevuto un impulso di moto $Ft = mv$, è animata nel suo interno da una forza qualsiasi F_1, più avanti se ne discuterà la natura. Essa va ad urtare la massa m_2 a riposo, che verrà a subire un'utile azione di spostamento F_2. Per il processo dell'urto, la massa m_2 si troverà ora spostata di un intervallo dx_1 come rappresentato in fig. 4.

Se ora si rianima nuovamente la massa m_1 di una nuova forza di spinta F_1, essa ripeterà da capo l'azione andando ad urtare ancora contro m_2 che subirà un successivo impulso spostandosi per un intervallo dx_2. Il sistema può proporsi come una macchina che genera il moto dall'interno in virtù di rilanci successivi sulla massa m_2. Appare chiaramente che il principio di funzionamento del sistema si basa sulla resistenza opposta dall'inerzia di spostamento della massa m_2. Aumentando la frequenza dei lanci della massa m_1, la spinta F_2 impressa alla massa m_2 risulterà sempre più continua. Se tale processo lo vedessimo sviluppato, anziché in un piano orizzontale come nel disegno, in un piano verticale, la spinta F_2 verrebbe impressa verso l'alto allo scopo di realizzare delle macchine volanti. La frequenza degli urti delle masse determinerebbe la velocità di ascensione.

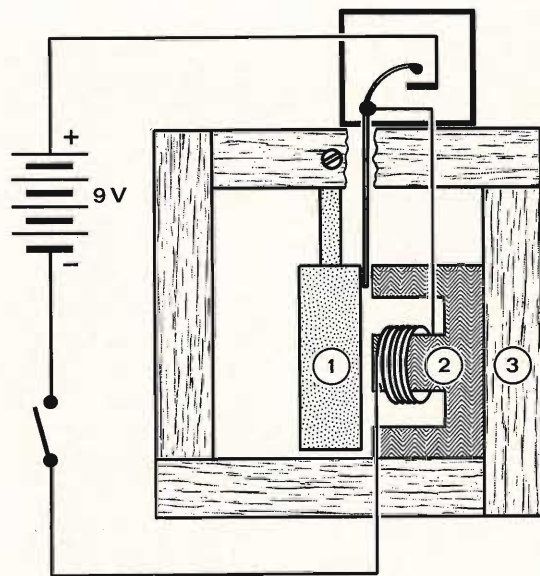
La macchina funziona quindi per un principio di reazione interna. Il suo funzionamento viene meglio dettagliato dalla fig. 5.

Se una massa ad es. la 1 è oscillante, essa risulta ottemperante ai principi di una interazione rotazionale allorché venga posta a confronto con un'altra massa «fissa» rappresentata con 2 nella figura 5.

Si può dire che l'energia accumulata dalle masse viene restituita al telaio rigido 3 sotto forma di azione dinamica.

Si ha per scatti successivi lo spostamento del baricentro della macchina e quindi lo spostamento della macchina stessa rispetto al mezzo terra, acqua ed aria. La figura indica un tipo di realizzazione pratica, mentre la fig. 6 riporta lo schema elettrico. Allo scopo di realizzare praticamente l'apparecchio vengono riportati tutti i dati costruttivi.

La macchina di fig. 5 viene ora disposta su un galleggiante come rappresentato in fig. 7 essa allora si trasforma in un organo di propulsione per la navigazione marittima.

Si possono porre considerazioni sia nei riguardi della fisica classica sia su quanto di nuovo si sostiene alla luce di questi esperimenti.

6

Dati:

- **Escursione della massa oscillante m/m 17**
- **Frequenza d'oscillazione della massa oscillante = 2,5 colpi al 1"**
- **Peso del sistema meccanico comprendente le batterie 469 g**
- **Magnete sezione 2,7 cm² - 1000 spire filo smaltato 0,3 mm**
- **Energia elettrica impiegata = 1,8 W/s**
- **Tensione di alimentazione 9 V c.c.**
- **Peso della massa oscillante 70 g**

Si può telecomandare a distanza il moto del natante; nella foto il bambino Francesco Basso-Ricci sperimenta l'apparecchio.

Dai testi di fisica classica...

III[a] legge della dinamica - « Azione e reazione, uguali e contrarie. Una calamita, (che attira il ferro) disposta sopra un galleggiante, forma un sistema che non si sposta da se stesso ».

Verifica...

Il natante naviga nell'acqua con moto discontinuo. La somma degli impulsi generati in un sistema chiuso, non è quindi un vettore nullo. Si ammette con ciò una varianza al principio di azione e reazione. Si può allora postulare che la forza che provoca lo spostamento è funzione della reciproca interazione dei movimenti delle due masse, rispetto al piano π intermedio d'attrazione. Infatti variando il tempo di durata del periodo di oscillazione della massa, il natante naviga in direzione opposta. E come già detto, se la Terra non fosse animata dai noti movimenti ciò non si verificherebbe.

Motore a massa oscillante per la realizzazione di una macchina volante

Fra tutte le teorie destinate al maggior successo vi sono quelle che postulano fatti dei quali si intuisce la possibilità di una sperimentazione anche se futura. Quando una teoria si avvale di concetti forse troppo matematici, le cose non sempre appaiono evidenti in tutta la loro chiarezza per lo meno da un punto di vista fisico.

Come ogni studioso della fisica ricorda Newton, limitatamente alle forme macroscopiche, nella sua Opera Ipotesi I[a] « Sistema del mondo » (p. 419) afferma: « Il centro del sistema del mondo è immobile, questo è riconosciuto da tutti... ».

Tuttavia la concezione Newtoniana parrebbe non escludere il movimento solare pur essendo alla ricerca di un punto fisso, del quale il centro del Sole si allontana il meno possibile. Newton determina così il centro di gravità del mondo (o sistema planetario) nel Sole, non prendendo in considerazione le stelle fisse. Il fatto che Newton abbia ignorato le « stelle fisse » ci lascia pensosi in quanto per lui esse erano realmente fisse.

Newton quindi ignora questo fatto. Eppure nel 1718 Halley annuncia il movimento di Arturo, Betelgeus e Sirio, mentre Bruno già supponeva che il Sole era in movimento.

Nel « De Motu » Egli scrive: « Da nessun principio è lecito sapere se la compagine delle cose riposi compatta o si muova di moto... ».

Nelle leggi della forza Newtoniana non intervengono fatti dinamici rotatori.

Se questo concetto della forza lo pensiamo sostanzialmente come fatto dinamico, esso potrebbe permetterci nuove interpretazioni. La materia quindi rimane interpretata non come un effetto di massa e di movimento determinabili in maniera empirica.

Il concetto della forza, che si basa su un fatto dinamico, ci permette nuove interpretazioni ed elaborazioni successive lasciano intravedere la possibilità della trasmissione a distanza della materia interpretata, quest'ultima non come un effetto di massa o di movimento determinabili in maniera empirica.

Scostandoci dall'interpretazione strettamente Newtoniana le forze non appaiono più come entità statiche quasi metafisiche come sono state concepite finora.

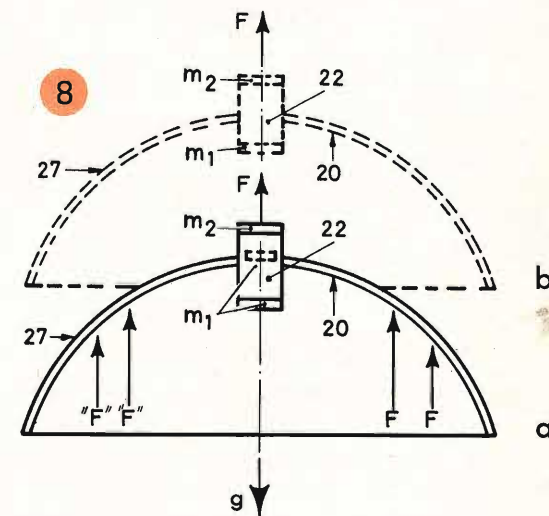
Alla base delle forze Newtoniane sta l'importante principio dell'azione e reazione uguali e contrari. Affiora però un dubbio: possiamo ritenerci certi di capire il principio di azione e reazione? Diversamente rischieremo di sconfinare nel mistero.

Essendo per la scienza di oggi questo argomento improbabile, è doveroso lasciare ad altri e più profondi cultori il verdetto se è mai possibile che possano esistere al problema soluzioni più avanzate.

Il principio di azione e reazione Newtoniano si baserebbe sul concetto di antecedenza e sequenza ed esclude ipsofacto, per lo meno così sembrerebbe, l'esistenza della forza. A chiunque dovrebbe apparire immediatamente che una modificazione dei conseguenti (reazione), senza che gli antecedenti (azione) trovino modificazione, può solo aversi supponendo che il « nulla » sia diventato qualcosa, o al contrario « qualcosa » sia diventato nulla.

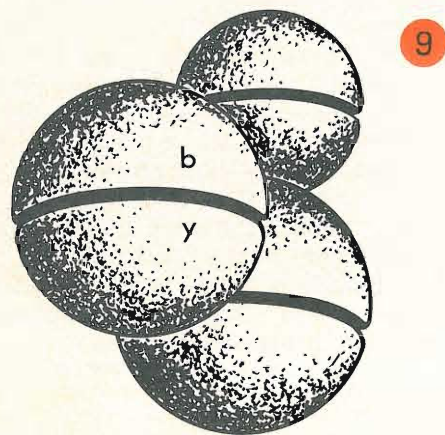
E' necessario ogni sforzo perché con la ricerca nulla di « Misterioso », per lo meno in campo fisico, può essere accettato.

Pensando questa volta di voler realizzare un'utile macchina per il volo verso l'alto, si consideri ora la fig. 8.

Con 20 è rappresentata una superficie ripiegata formante una mezza sfera, di materiale assai leggero quasi come una ala ripiegata parzialmente su se stessa e vista nell'atto della sua caduta verso il basso per forza di gravità g. La calotta, nella sua caduta, funzionando quasi come un paracadute, sarà piuttosto lenta a causa della resistenza del mezzo aria rappresentato con « F » in figura. Sulla parte superiore della cupola e ad essa solidale verrà installato l'apparecchio propulsore a masse.

Ogniqualvolta la massa m_2, magneticamente eccitata, richiama la massa m_1, la semisfera subirà un'utile azione di spinta verso l'alto passando dalla posizione **a** alla posizione **b.**

Per incrementi successivi di spinta, vale quanto già detto nel caso delle due

figure precedenti. Sarà interessante notare come, diminuendo la frequenza di lancio di m_1 verso m_2 (il numero delle volte in cui, in un secondo, m_1 viene lanciato contro m_2), la macchina passi da un'azione di volo verso l'alto ad una azione di atterraggio verso il suolo, variando l'accelerazione di caduta che non rimane più 9,81 metri al secondo. Molte varianti possono essere apportate ad entrambi i sistemi senza tuttavia uscire dall'ambito più vasto della presente invenzione.

Così pure, anziché campi magnetici, si potranno usare altri sistemi noti qualsiasi, meccanici ed elettromeccanici, elettrici od elettrostatici, a propulsione, a scoppio di gas combusti (in questo caso si tratterà di un motore che batte continuamente in testa, ciò che invece si vuole evitare negli usuali motori a scoppio di automobile) ecc. per il lancio della massa m_1.

Inoltre allorché si consideri un telaio portante, ovvero la cupola 20 di fig. 8 che costituisce un'ala, si possono applicare sistemi multipli comportanti pluralità di masse m_1 che trasmettono una forza per urto ad m_2 perché tutto il sistema riceva un'utile spinta verso un qualunque asse desiderato nello spazio. Dette pluralità di masse m_1 possono essere sincrone o asincrone nei loro moti di lancio o di movimento. Le impostazioni che ne derivano, una volta impostato il presente principio, possono essere diverse.

9

Appare evidente come da questo nuovo principio di moto si possa in continuazione imprimere incremento di forza e quindi di accelerazione a m_2 ossia a tutto il veicolo.

La fig. 9 mostra la forma esterna che acquistano i nuovi veicoli per la navigazione nello spazio. In essi sottostante alle semi-calotte b è disposta una seconda calotta y aereodinamicamente concepita perché il veicolo possa rapidamente atterrare. Non essendo richieste delle ali esterne, più veicoli possono essere utilmente affiancati per ottenere a piacere diversi incrementi di spinta.

Per il formalismo matematico riguardante le macchine illustrate nella presente monografia si rimanda lo studioso ai seguenti lavori dell'autore condotti dal 1952 al 1956:

« Motori a spinta reattiva » — Consiglio Ministri « Proprietà Scientifica » Roma, depositi del 1961-1962.

« Masse rotanti per la propulsione dei veicoli » ecc... — Lavori sottoposti a Genova alla Commissione Giudicatrice dell'Istituto Inter.le Navale (Bando del 1963-1964).

« Nuovi veicoli propulsi da forze energetiche endogene » — Ricerca trasmessa dal C.E.R.G. di Roma nel 1963 alle Università.

« Veicoli Spaziali » — Ricerca recensita nel 1964 dalla « Société d'Astronomique de France ».

L'autore ringrazia la N.A.S.A. di Washington per l'intera traduzione dall'italiano all'inglese « Interactions of Rotational Fields-Space Vehicles »

L'autore ringrazia il signor Oreste Consolaro al quale è stata affidata la costruzione meccanica dell'apparecchio di figura 5.

PARLIAMO DI SPORT

Una volta tanto concediamoci una digressione. I nostri lettori, ne siamo certi, non disdegneranno l'argomento perchè allo sport, oggi, dedicano tutti un poco di attenzione. Nelle occasioni dei grandi avvenimenti, poi, succede addirittura di sentire le donne con la borsa della spesa accennare alla gara di cui tutti parlano. Magari con qualche confusione, come questa: Nielsen ha vinto il Giro d'Italia. E se qualcuno fa osservare che Nielsen è un calciatore, mentre il Giro d'Italia l'ha vinto Merckx, la donna con la borsa risponde secondo una sua logica, non priva di candore angelico: — Be', è sempre un forestiero col nome difficile. — A sortite di questo genere abbiamo assistito tutti quanti; e dovremmo trarre la conclusione che lo sport colpisce l'attenzione anche di chi non se ne interessa a fondo e ne capisce poco.

Tutto ciò è segno di una vitalità illimitata dello sport, oggi più che mai di ampiezza sociale. Onde sorge spontanea la domanda: — come va lo sport in Italia? —

È una domanda che riassume quelle che si sono poste i partecipanti al primo Convegno Nazionale « Sport e Industria » svoltosi a Roma nel giugno scorso. Le risposte sono tali da far meditare. Lo Sport non è divertimento, o, meglio, non è soltanto divertimento. Lo è quando diventa spettacolo, ma si sa che lo spettacolo non è fine a se stesso, bensì sprone verso i giovani a praticare attività agonistiche formative delle membra e dello spirito.

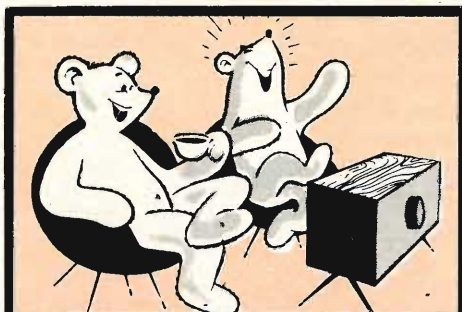
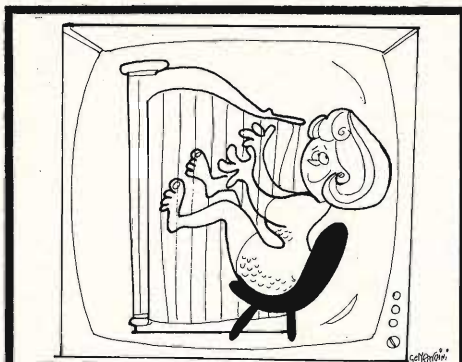
Qui il discorso diventa delicato, e cadere nell'errore di giudizio è facilissimo. Torniamo alla domanda che ci siamo posti: — Come va lo sport in Italia? — La risposta data dal Convegno « Sport e Industria » è precisamente che, se non si occupasse l'Industria, lo sport in Italia — mi sia perdonata l'espressione dialettale ma efficace — andrebbe a ramengo. Dicevamo che è facile cadere negli errori di giudizio perchè tacciare l'industria di opportunismo, di avvelenamento della purezza agonistica e di altri più o meno loschi intenti o effetti, è ciò che molti fanno con frettolosità empirica.

Ma poichè lo Stato, per lo sport, fa pochissimo per non dire nulla, e non spetta a noi indagare il perchè, ben venga l'industria a tener desta questa appassionante attività. Non si dimentichi che uno sport come la pallacanestro, oggi largamente popolare, è stato letteralmente risuscitato in Italia per merito dell'Industria, perchè era già moribondo. E che alle Olimpiadi di Tokio, dove l'Italia si è fatta onore, ben 28 atleti italiani provenivano dalle formazioni sostenute dall'Industria. Si dice: — È tutta pubblicità. — E con ciò, che cosa s'intende dimostrare?

Proprio niente, perchè un mezzo pubblicitario vale l'altro e non è illecito usarlo. Se, poi, il mezzo che si chiama « Sport » soddisfa anche massicce esigenze popolari, esso diventa degno di una benemerenza che agli altri mezzi non si può riconoscere.

Ma l'Industria è capace anche di costruire campi per i propri dipendenti, fra i quali può sempre emergere il campione mentre tutti gli altri vi trovano quel sano e costruttivo svago che li ritempra e li fortifica. Ma iniziative di questo genere trovano, in Italia, un sospettoso fisco sempre in agguato. Per cui, anzichè essere incoraggiate, vengono assai sovente mortificate.

Vale la pena di non perdere di vista i vari punti del discorso, che sono essenzialmente questi: lo sport è necessario; lo Stato, che dovrebbe occuparsi dello Sport, non fa nulla. L'industria fa molto per lo sport ma potrebbe fare di più e meglio se trovasse maggiore comprensione. Perchè lo sport è necessario? perchè i giovani ne hanno bisogno, sentono di averne bisogno, e quando lo praticano ne traggono vantaggi anche morali. Se le spese per gli impianti di campi sportivi venissero dichiarate « detraibili » dagli imponibili delle imposte, si assisterebbe a una fioritura di nuovi campi nei quali i giovani lavoratori troverebbero libero sfogo alle loro energie, e sana educazione sportiva.

Basterebbe un po' di buona volontà per far sorgere vivai di atleti e offrire palestre e arene a vasto raggio. Ne avrebbero vantaggio la salute pubblica e la morale, l'agonismo interno e internazionale nonchè l'economia. Davanti a risultati di questo genere, che male arreca la pubblicità facendo capolino?

VIDEO RISATE

« Ecco a voi un meraviglioso duetto con musiche di Mozart... »

« Ed ora, cari telespettatori, ecco per voi l'eccezionale concerto della grande orchestra a percussione... »

« Ogni volta che gli facciamo una domanda difficile cambia argomento!... »

« Devo dire che, a parte mia moglie, questo è stato l'avv »

enigma HIGH-KIT UK 105

micro trasmettitore fmfmfm

Questo burlone da taschino ha lo scopo di rallegrare con una imprevista scintilla di curiosità le serate tra amici e in famiglia; pensate lo stupore di Pietro nell'apprendere dalla radio di aver vinto 1 milione e Cinzia nel sentirsi dirette parole augurali di buon compleanno! Di solito dopo aver scoperto il mistero, ciascuno vuole fare da « speaker » e magari anche cantare... alla radio. Infatti questa scatola di montaggio consente la costruzione di un minuscolo e compatto trasmettitore in fonia ricevibile da un normale radioricevitore a modulazione di frequenza nel raggio di trenta metri.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

L'UK/105 è un trasmettitore a due transistor. Il primo transistor Tr1 funziona da amplificatore audio, il secondo transistor funziona da oscillatore FM.

Il segnale del microfono è trasferito alla base di Tr1 a mezzo di C1; il segnale audio amplificato è inviato tramite C3 alla base di Tr2.

Tr2 è uno speciale transistor per alta frequenza, scelto per l'elevata uscita e la stabilità. Nel circuito di collettore di Tr2 la bobina L1 ed il condensatore variabile C5 costituiscono il circuito oscillante, l'antenna esterna è praticamente in serie ad L1.

Montaggio dei componenti

In fig. 2 si può osservare la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato, sulla parte non ramata della piastra è stata serigrafata la disposizione degli stessi. Seguendo le indicazioni della fig. 2 e della serigrafia il montaggio diviene chiaro e pratico, presentando aspetti che aiutano anche il principiante a riconoscere i componenti.

Si esegue il montaggio in quest'ordine: prima le resistenze, poi il trimmer C5, la bobina L1, i condensatori e quindi i transistor.

I reofori delle resistenze vanno piegati ad U ed infilati negli appositi fori sul circuito stampato. Dalla parte opposta (superficie ramata), i terminali vanno piegati, tagliati a circa 3 mm dal foro di uscita e saldati contro lo strato conduttore.

I terminali del trimmer C5 e della bobina L1 vanno inseriti nei rispettivi fori e saldati.

I terminali dei condensatori C1, C2 e C3 vanno inseriti nella sola posizione indicata e cioè il punto rosso, di riferimento sui condensatori, deve presentarsi in corrispondenza del contrassegno come

tra essi e il circuito stampato. La disposizione dei terminali s, c, e, b: schermo, collettore, emettitore, base del transistor Tr2, è indicata in fig. 3.

Altre indicazioni per il riconoscimento dei terminali in altri tipi di transistor sono date sul volantino allegato « Come si costruisce un Kit ».

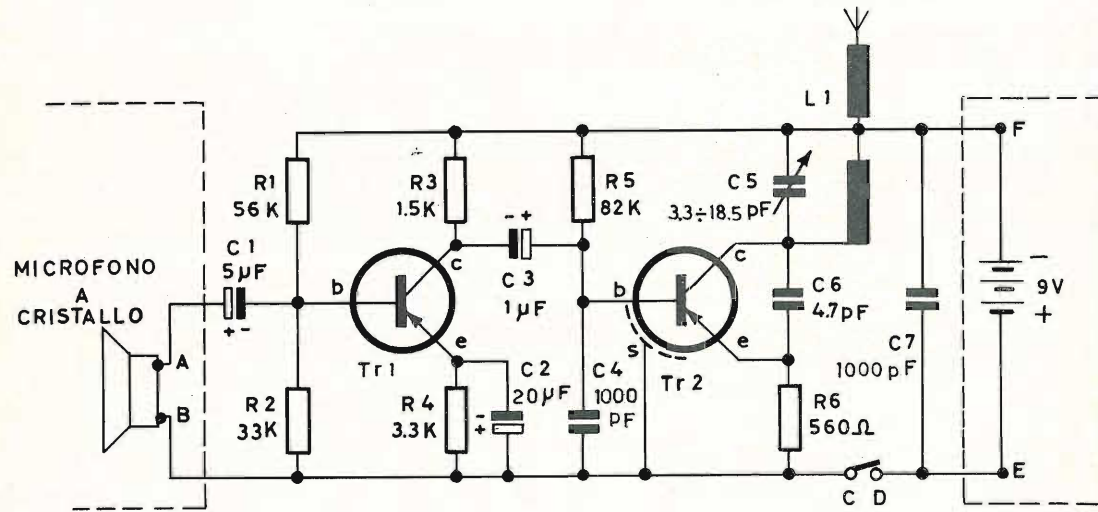



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

indicato in fig. 2. La polarità di questi condensatori è infatti indicata a mezzo del punto rosso, guardando il quale si stabilisce che il terminale di destra è il lato positivo (+).

I transistor vanno montati senza tubetti isolanti; lasciando circa 6 mm d'aria

Proseguite ora con il montaggio dei collegamenti esterni: ai punti A e B vanno saldati i fili provenienti dal microfono (tipo consigliato G.B.C. QQ/0228-00) od altra sorgente di segnali, ai punti C e D i fili per l'interruttore, ad E il filo rosso positivo e ad F il filo nero negativo della presa polarizzata per la batteria (tipo

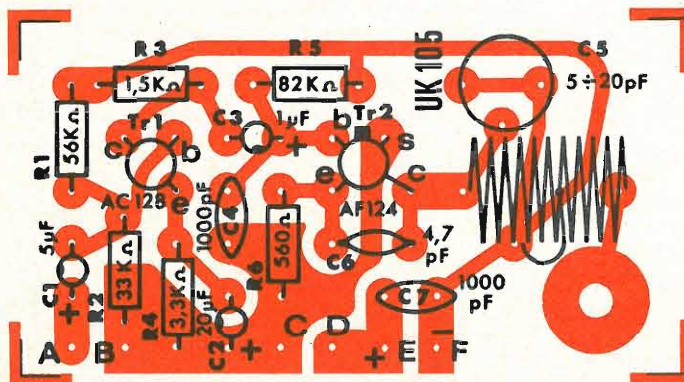



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

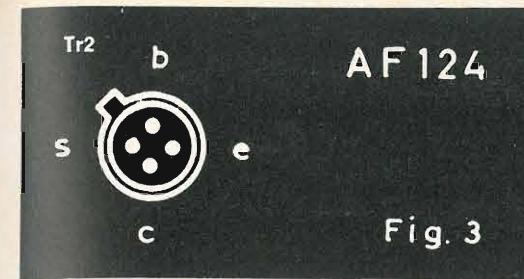



Fig. 3

consigliato G.B.C. II/0762-00). Per ultimo collegate i fili provenienti dai punti C e D ai terminali dell'interruttore, montate la bussola con dado per il fissaggio dell'antenna sul circuito stampato e inserite il tutto nell'apposito mobiletto contenitore come indicato in fig. 4. L'antenna va montata per ultima, passandola nel foro predisposto sul mobiletto.

Fig. 4 - Come si presenta l'interno del trasmettitore FM.

Messa a punto

— Sintonizzate un radioricevitore FM su un punto qualsiasi della scala senza emittenti.

— Ruotate il trimmer capacitivo C5 con un piccolo cacciavite isolato fino ad avvertire la scomparsa del soffio di fondo; se contemporaneamente sentite in altoparlante un fischio o un urlo dovuto alla rigenerazione tra microfono e altoparlante, allontanatevi dalla radio e... parlate, il microfono è vostro!

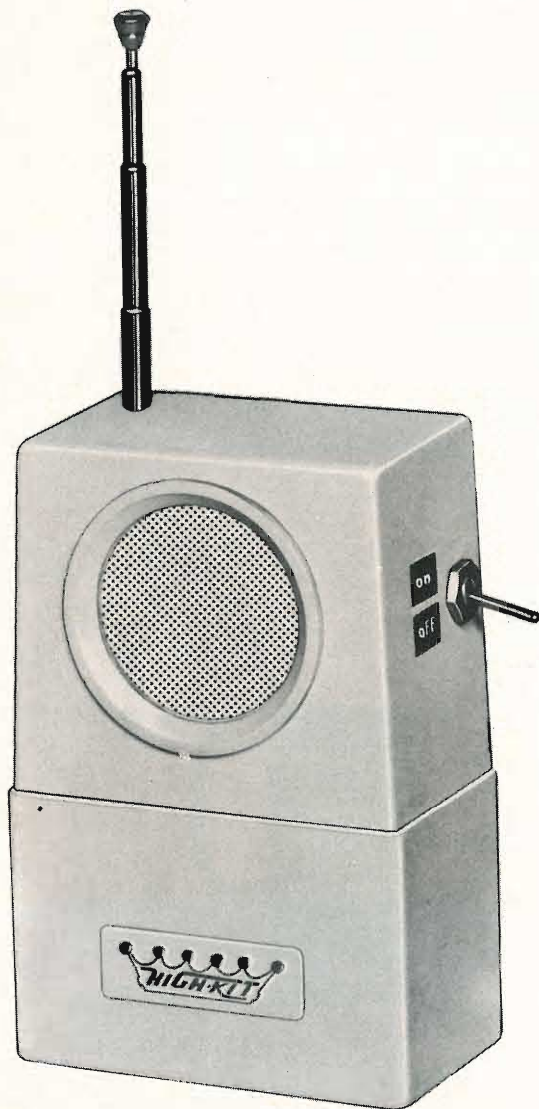



Fig. 5 - Vista del trasmettitore FM a montaggio ultimato.

— Eventualmente perfezionate l'accordo ritoccando la sintonia del radioricevitore.

Applicazioni

Questo divertente microtrasmettitore è versatile ed interessante.

Oltre agli svariatissimi giochi di società che rende possibili nei locali di uno stesso appartamento, può fungere da « baby sitter » permettendo di sorvegliare a distanza il bimbo che dorme e modernizza i giochi tra bambini e grandi all'aperto.

ELENCO DEI COMPONENTI

N°	DESCRIZIONE	
1	Resistenza R1	56 kΩ
1	Resistenza R2	33 kΩ
1	Resistenza R3	1,5 kΩ
1	Resistenza R4	3,3 kΩ
1	Resistenza R5	82 kΩ
1	Resistenza R6	560 Ω
1	Condensatore C1	5 μF
1	Condensatore C2	20 μF
1	Condensatore C3	1 μF
2	Condensatori C4, C7	1000 pF
1	Condensatore C6	4,7 pF
1	Condensatore variab. C5	3,3 ÷ 18,5 pF
1	Bobina L1	
1	Transistor Tr1	AC 128
1	Transistor Tr2	AF 124
1	Circuito stampato	UK/105
1	Presa polarizzata per batt.	GG/0010-00
1	Interruttore	GL/1380-00
1	Antenna telescopica	
1	Bussola fiss. antenna, con dado ∅ 6	
1	Mobiletto custodia	
1	Guarnizione per microfono	
1	Piastrina fiss. microfono	
1	Vite autofilettante 2,9 x 6,5	
1	Targhetta ON-OFF	
2	Spezzoni Trecciola 20 cm	

Kit completo UK 105 - SM/1105 - In confezione « Self-Service » - Prezzo di listino L. 6.900.

RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

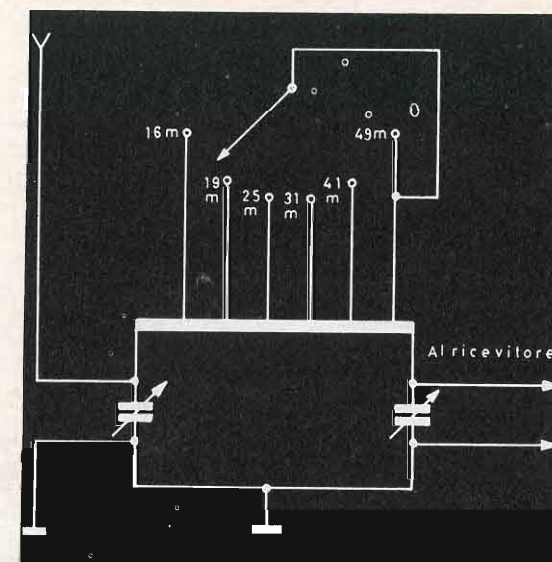
LA RICEZIONE DELLE STAZIONI AD ONDA CORTA

Affinché la ricezione delle onde em, di qualsiasi gamma, possa avvenire nelle migliori condizioni possibili è necessario un perfetto adattamento fra l'impedenza dell'antenna, quella della linea di alimentazione, e l'ingresso del ricevitore. Ciò naturalmente vale anche nel caso delle stazioni di radiodiffusione e specialmente per quelle che trasmettono sulle gamme delle onde corte. Siccome tali condizioni, non sempre per molteplici motivi, sono realizzabili è consigliabile ovviare ad eventuali disadattamenti ricorrendo all'impiego di particolari filtri, che essendo accordabili presentano il vantaggio di consentire di ottenere il massimo rendimento per ogni singola gamma di ricezione.

Pertanto riteniamo opportuno, descrivere qualcuno di questi filtri i quali potranno essere usati vantaggiosamente da tutti coloro che si dedicano a tale genere di ricezione e che da tale uso ne conseguiranno un ulteriore miglioramento del rendimento dei propri apparati riceventi.

FILTRO DEL TIPO A PI GRECO

Si tratta di un filtro particolarmente semplice, molto usato dai radioamatori, sia in ricezione che in trasmissione, il qua-

le oltre ad essere di facile realizzazione consente di ottenere buoni risultati.

Lo schema di questo filtro è riportato in figura 1. Esso è costituito da una bo-

bina avente una serie di prese intermedie, da due condensatori variabili e da un commutatore ad una sezione e sei posizioni.

La bobina sarà costituita da un supporto a minima perdita avente il diametro di 25 millimetri. Il numero delle spire complessive, costituite da filo smaltato da 8/10 sarà di 16. La distanza fra spira e spira dovrà essere di un millimetro e mezzo. Le prese intermedie per le singole gamme di radiodiffusioni sono le seguenti:

Gamma 49 metri: 16 spire (è inserita tutta la bobina)
Gamma 41 metri: 12 spire
Gamma 31 metri: 10 spire
Gamma 25 metri: 7 spire
Gamma 19 metri: 5 spire
Gamma 16 metri: 4 spire
Gamma 11 metri: 2 spire

I due condensatori dovranno avere una capacità massima compresa fra i 300 od i 400 pF.

I morsetti di ingresso saranno collegati rispettivamente alla linea di alimentazione ed alla terra, i morsetti di uscita ai morsetti di ingresso del ricevitore, come indicato in figura 1. L'accordo per ciascuna gamma dovrà essere effettuato portando il commutatore del filtro nella posizione corrispondente alla stessa gamma del ricevitore. Eseguita sul ricevitore la sintonia sulla stazione che interessa, si agirà sui due condensatori variabili del filtro stesso in modo da ottenere in uscita la massima intensità di ricezione.

SINTONIZZATORE E FILTRO SOPPRESSORE

In figura 2 riportiamo invece lo schema di un interessante circuito sensibilmente più complesso del precedente, il quale oltre a consetire di ottenere un incremento della intensità dei segnali in ricezione può fungere altresì da circuito trappola, eliminando le interferenze dovute ai normali circuiti supereterodina e usabile anche per eliminare tale incoveniente sulla gamma delle onde medie.

Il sintonizzatore comprende tre sezioni sintonizzabili, due funzionanti come filtro soppressore ed un'altra che consente il collegamento diretto fra aereo e ricevitore, escludendo il filtro stesso.

Mentre le posizioni del circuito illustrato nelle figure 4 e 5 sono destinate ai ricevitori che presentino una impedenza di ingresso piuttosto alta, quella illustrata in figura 6, cioè con il circuito sintonizzabile in serie, è da usare in presenza di ricevitori aventi una bassa impedenza di ingresso.

Naturalmente dato che non sempre è possibile conoscere quali dei tre circuiti si adatti nel moglior modo al ricevitore impiegato, è sempre conveniente fare delle prove sintonizzando il ricevitore su una data stazione ed usando successivamente i vari circuiti fino a trovare quello che maggiormente si adatta alle esigenze.

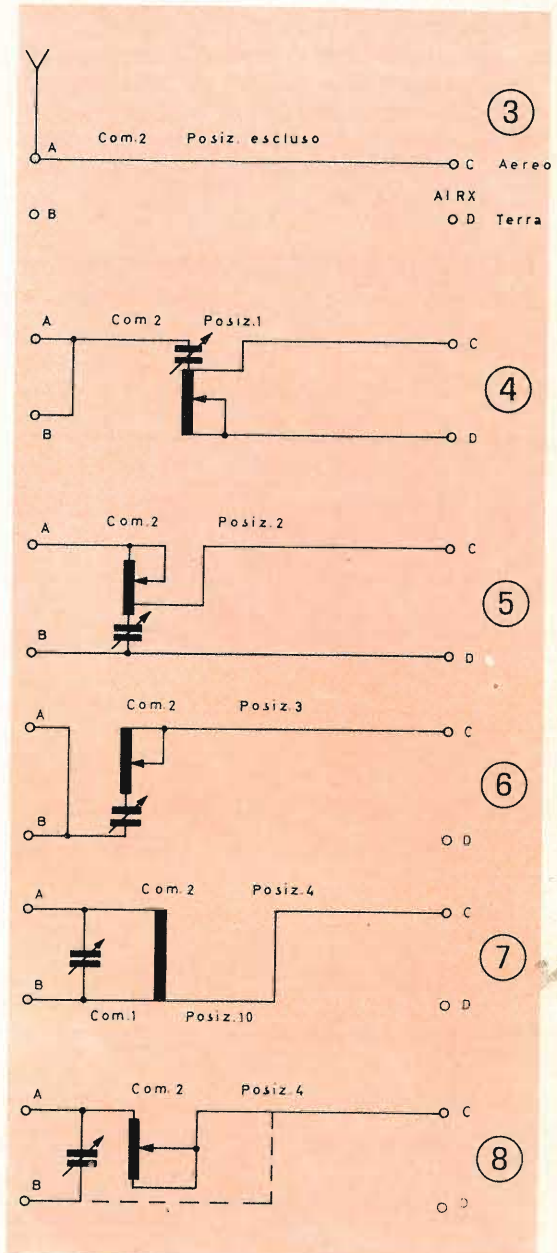
L'insieme dovrà essere inserito collegando l'aereo al terminale « **A** », il morsetto « aereo » del ricevitore al terminale « C » ed il morsetto di terra del ricevitore al terminale « D ».

I componenti usati nel sintonizzatore sono i seguenti:

Bobina: supporto a minima perdita avente il diametro di 45 mm e la lunghezza di 90 mm. Filo doppia copertura seta avente il diametro di 4/10.

La bobina è costituita da 150 spire con prese ogni 15 spire.

Un condensatore variabile, che sarà scelto del tipo doppio, con le due sezioni, da 365 pF ciascuna, poste in parallelo fra di loro.

Un commutatore ad una sezione e dieci posizioni (Com. 1). Quando sarà utilizzato il circuito indicato in figura 7, detto commutatore dovrà essere portato sulla posizione 10.

Un commutatore a tre sezioni e sei posizioni (Com. 2).

Il sintonizzatore nel suo insieme potrà essere collocato in una cassetti-

na di alluminio avente le dimensioni di 12 x 16x 10 centimetri.

Come abbiamo specificato i circuiti illustrati nelle figure 7 e 8 assolvono alla funzione di circuiti trappola. Il circuito di figura 7 ha lo scopo di eliminare le interferenze dovute ai circuiti che danno origine alla frequenza intermedia, che è dell'ordine dei 450/480 kHz, propria dei circuiti supereterodina. Esso può funzionare altresì come circuito trappola in quasi tutta la gamma di frequenze utilizzate dalle stazioni di radiodiffusione ad onda media. Il circuito di figura 8 è da impiegare per le frequenze più alte della stessa gamma.

LUNGHEZZA D'ONDA E FREQUENZA

Come è noto la lunghezza d'onda in metri è legata alla formula:

$$\lambda = \frac{300.000}{f}$$

GAMME DI FREQUENZA RISERVATE ALLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE

kHz	metri	tipo di onde	simbolo
150 - 285	2000,00 - 1053,00	onde lunghe	LF
525 - 1605	571,00 - 187,00	onde medie	MF
2300 - 2495	131,00 - 120,20	onde tropicali	MF
3200 - 3400	93,75 - 88,24	onde tropicali	HF
4750 - 5060	63,16 - 59,29	onde tropicali	HF
3950 - 4000	75,95 - 75,00	onde medie-corte	HF
5950 - 6200	50,42 - 48,39	onde corte	HF
7100 - 7300	42,25 - 41,10	onde corte	HF
9500 - 9775	31,58 - 30,69	onde corte	HF
11700 - 11975	25,64 - 25,05	onde corte	HF
15100 - 15450	19,87 - 19,42	onde corte	HF
17700 - 17900	16,95 - 16,76	onde corte	HF
21450 - 21750	13,99 - 13,79	onde corte	HF
25600 - 26100	11,72 - 11,49	onde corte	HF

e viceversa:

$$f = \frac{300.000}{\lambda}$$

dove la f è data in kHz e 300.000 indica la velocità della luce, cioè delle onde elettromagnetiche.

Il grafico che riportiamo di seguito, è particolarmente adatto a permettere l'individuazione del valore della lunghezza d'onda conoscendo la frequenza, o viceversa. Esso è stato limitato alle gamme medio-corte fino alle UHF e di conseguenza è riferito in MHz. Comunque può essere ridotto a qualsiasi valore. Infatti diminuendo od aumentando di uno zero i valori relativi alla indicazione della frequenza è sufficiente aumentare o diminuire di uno zero l'indicazione relativa alla lunghezza d'onda (e viceversa).

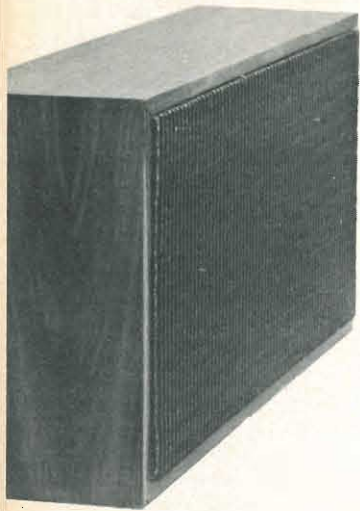
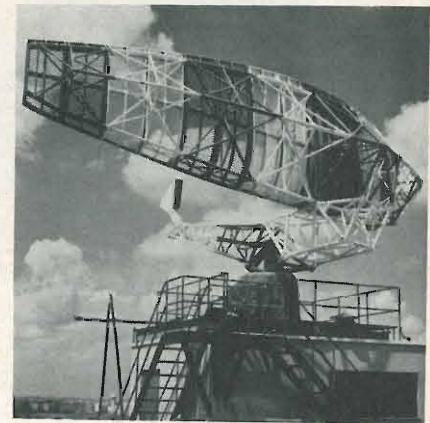
Così togliendo uno zero alla frequenza di 30 MHz, per ottenere un valore della lunghezza d'onda corrispondente a 3 MHz, sulla colonna dei metri si leggerà 10 metri che aggiungendo uno zero corrisponderanno a 100 metri, e così via.

Contiamo la pubblicazione dell'elenco delle stazioni ad onda media la cui prima parte è stata riportata sul n. 8 della rivista.

STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
BURG	Germania RD	250	908,000
MIERCUREA CIUC	Romania	2	908,005
LONDON	Inghilterra	140	908,0000
THOURAH	Iraq	200	907,812
REINCHENBACH	Germania RD	4	917,001
LJUBLJANA	Yugoslavia	135	917,000
TETUAN + 1 st.	Marocco	5	916,932
PAHOS-Coral Bay	Cypro	2	917,009
MADRID EAJ 2	Spagna	12	917,008
MAKHATCHKALA	URSS	50	917,006
NIS	Yugoslavia	10	925,95
BRUXELLES	Belgio	150	926,0000
CAIRO	Egitto	10	929,003
IVANOVO	URSS		926,000
LVOV	URSS	300	935,002
BERLIN	Germania RF	10	935,003
BURG	Germania RD	250	935,000
AGADIR	Marocco	100	935,056
ROSTOV DON	URSS	20	943,998
TOULOUSE	Francia	100	944,0000
LARISSA	Grecia	5	943,875
CARUPANO	Venezuela	—	939,995
MONTREAL	Canada	50	939,995
RIO DE JANEIRO	Brasile	50	939,995
BRNO + 1 st.	Cecoslovacchia	150	953,0000
MADRID EAJ 29	Spagna	20	953,007
DEIR EL ZOR	Syria	30	957,955
LAS PALMAS EAJ50	Spagna	20	953,100
BUENOS AIRES	Argentina	100	950,008
TUNISI	Tunisia	100	961,970
TURKU	Finlandia	100	962,000
ISTAMBUL	Turchia	2	964,979
EHRWALD + 9 st.	Austria	2	962,001
OMDURMAN	Sudan	100	960,052
HAMBURG + 5 st.	Germania RF	300	971,0000
SMOLENSK	URSS	150	971,000
IZMIR	Turchia	100	971,014
GOETEBORG	Svezia	150	980,000
ALGER	Algeria	200	980,0
TRIESTE	Italia	10	980,000
URSS	URSS		980,00
ASYUT	Egitto		976,570
BERLIN RIAS	Germania RF	300	989,000
GERMANIA RD	Germania RD		987,600
MADRID	Spagna	50	989,001
BEYROUTH	Libano	10	988,941
KERMANSHAH	Iran	100	984,991
KICHINEV	URSS	100	998,005
HEIDELBERG + 1 st.	Germania RF	10	997,999
VILLA CISNEROS	Spagna	—	997,980
KERKYRA	Grecia	50	1006,995
HILVERSUM	Olanda	2	1007,000
MALAGA	Spagna	10	1006,996

STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
BEOGRAD	Yugoslavia	150	1007,006
HYDERABAD	Pakistan	10	1010,016
BAKU	URSS	100	1016,000
MAINZ-WOLFSHEIM	Germania RF	300	1016,001
TANGER	Marocco	1	1016,004
DIEDRICHSHAGEN	Germania RD	—	1016,0
DOBL + 11 st.	Austria	100	1025,000
TEL AVIV	Israele	100	1024,998
SAN SEBASTIAN	Spagna	3	1024,961
BARCELONA EFJ15	Spagna	5	1024,955
RABAT + 1 st.	Marocco	—	1025,032
GRUPPO ITALIANO	Italia	—	1034,0000
TALLINN	URSS	100	1033,999
KARLSRUHE + 2 st.	Germania RF	1	1033,993
PAREDE	Portogallo	20	1034,004
DRESDEN	Germania RD	250	1043,000
TBILISI	URSS	100	1043,000
THESSALONIKI	Grecia	5	1043,003
SEBAA-AIOUN	Marocco	25	1043,041
BOMBAY	India	1	1039,999
SUHL	Germania RD	5	1052,049
BACAU	Romania	50	1051,999
STARTPOINT + 1 st.	Inghilterra	120	1052,0000
TRIPOLI	Libia	50	1052,003
PUTTBUS	Germania RD	—	1052,090
GRUPPO ITALIANO	Italia	—	1061,000
SARANSK	URSS	—	1061,001
NORTE	Portogallo	50	1061,002
KALUNDBORG	Danimarca	60	1061,003
TETUAN	Marocco	20	1058,135
CAIRO	Egitto	—	1063,2
ANKARA	Turchia	2	1062,9
QUEBEC	Canada	10	1060,000
DNIEPROPETROVSK	URSS	20	1070,000
PARIS	Francia	100	1070,0000
MESOLONGION	Grecia	—	1069,996
SACKVILLE	Canada	50	1070,000
BUENOS AIRES	Argentina	110	1069,999
PLAUEN	Germania RD	2	1079,002
KATOWICE	Polonia	60	1079,0000
BREMEN + 1 st.	Germania RF	100	1079,0000
VALENCIA	Spagna	25	1078,941
KOPER	Yugoslavia	25	1079,004
HARTFORD	USA	50	1079,999
RIO DE JANEIRO	Brasile	—	1080,003
DROITWICH + 1 st.	Inghilterra	150	1088,0000
TIRANA	Albania	50	1088,005
GROSSARL + 2 st.	Austria	0,05	1088,00
LUANDA	Angola	20	1088,006
PERM	URSS	20	1088,001
BRATISLAVA	Cecoslovacchia	150	1097,0000
MADRID EFE 14	Spagna	2	1096,991
S. SEBASTIAN EFE 23	Spagna	2	1097,253

STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
SAMA LANGREO EFJ 41	Spagna	2	1097,090
LAS PALMAS ECS 4	Spagna	20	1097,055
ESFHAN	Iran		1099,982
VILNIUS	URSS	100	1106,000
MUENCHEN	Germania RF	100	1106,001
LA CORUNA EAJ 41	Spagna	2	1106,505
MANRESA	Spagna	2	1106,158
VITORIA	Spagna	2	1105,850
LEON	Spagna	2	1106,320
CEUTA	Spagna	2	1106,2
HUESCA	Spagna	2	1106,090
GRUPPO ITALIANO	Italia	—	1115,0000
KALININGRAD + 1 st.	URSS	20	1114,999
TANGER	Marocco	10	1114,980
VESTERALEN + 7 st.	Norvegia	1	1115,010
LENINGRAD	URSS	20	1123,999
BARCELONA EAJ15	Spagna	3	1124,002
BRUCK + 13 st.	Austria	0,1	1124,010
VARNA	Bulgaria	10	1124,003
MARCHE	Belgio	10	1124,000
HOUDENG	Belgio	10	1124,000
YUGOSLAVA	Yugoslavia		1125,8
ZAGREV + 6 st.	Yugoslavia	135	1133,000
MALAGA	Spagna	2	1133,470
MURCIA	Spagna	2	1133,015
BILBAO	Spagna	2	1133,165
ZARAGOZA	Spagna	2	1132,983
SEVILLA	Spagna	2	1132,765
BURGOS	Spagna	2	1133,005
OVIEDO	Spagna	2	1136,0
RIO DE JANEIRO	Brasile	10	1140,000
STUTTGART + 6 st.	Germania RF	10	1141,999
COSTANTINE	Algeria	40	1141,976
RIGA	URSS		1142,000
ABTENAU + 9 st.	Austria	0,05	1142,0
ATHINAI	Grecia	20	1142,070
LEON	Spagna	2	1139,278
PORO	Filippine	1000	1140,000
CLUJ	Romania	50	1151,003
STAGSHAW	Inghilterra	100	1151,0000
MARRAKEK	Marocco	1	1151,504
EGIZIANA	Egitto		1154,790
ST. JOHN	Canada	10	1150,002
STRASBOURG	Francia	150	1160,0000
KARDZALI + 1 st.	Bulgaria	30	1160,0000
DUCHANBE	URSS		1159,996
RADIO AMERICA	USA	50	1156,960
KIEV	URSS	150	1170,000
PORTO	Portogallo	10	1168,999
HEILBROM + 1 st.	Germania RF	10	1169,000
BELI KRIZ KOPER	Yugoslavia	20	1170,000
THESSALONIKI	Yugoslavia	10	1169,001
KARS	Turchia	—	1166,097

STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
JERUSALEM	Israele	—	1169,003
HORBY	Svezia	100	1178,000
DELIMARA POINT	Malta	10	1178,00
BARCELONA	Spagna	20	1177,996
VAN	Turchia	2	1176,560
MARATHON	USA	50	1180,000
RIO DE JANEIRO	Brasile	50	1179,998
SZOLNOK	Ungheria	135	1187,000
CUENGA	Spagna	5	1187,988
CASABLANCA	Marocco	1	1187,160
BARRINQUILLA	Colombia	5	1189,995
MUENCHEN	Germania RF	300	1195,999
PORTALEGRE	Portogallo	1	1195,991
ALEXANDRIA	Egitto	10	1196,0
DHAHRAN	Arabia S.	—	1194,949
CARACAS	Venezuela	10	1199,941
KRAKOW + 1 st.	Polonia	60	1205,0000
BORDEAUX	Francia	100	1205,0000
HAIFA	Israele	10	1204,995
TIRANA	Albania	—	1213,600
WASHFORD + 15 st.	Inghilterra	60	1214,0000
TALLIN +1 st.	URSS	200	1214,0000
MALTA	Malta	1	1214,00
FALUN	Svezia	100	1223,001
STARA ZAGORA	Bulgaria	30	1222,995
MADRID	Spagna	50	1222,960
ITALIANE	Italia	—	1223,000
KOSICE + 2 st.	Cecoslovacchia	100	1231,999
TANGER	Tangeri	50	1231,902
KIEV	URSS	50	1241,0000
VAASA	Finlàndia	25	1241,000
BREST + 6 st.	Francia	20	1241,0000
CRNOMELJ + 1 st.	Yugoslavia	0,05	1241,130
PORTOGHESE	Portogallo	—	1238,0
ABIDJAN	Costa Avorio	1	1239,927
BALATONSZABADI	Ungheria	135	1250,000
CORK + 1 st.	Irlanda	5	1250,00
LOPIK	Olanda	10	1250,0000
BRASILIANA	Brasile	—	1250,092
RHODES	Grecia	150	1259,001
WROCLAW + 1 st.	Polonia	50	1259,0000
VALENCIA	Spagna	3,5	1258,975
NEUMUENSTER	Germania RF	600	1268,001
NOVI SAD	Yugoslavia	84	1268,001
MALLORCA	Spagna	2	1267,650
LAS PALMAS	Spagna	20	1268,001
MOSKVA	URSS	20	1277,000
STRASBUOURG	Francia	100	1277,0000
GRECA	Grecia	—	1280,530
RIO DE JANEIRO	Brasile	50	1279,985
QUEBEC	Canada	50	1280,000
KABUL	Afganistan	—	1280,0

LE COMUNICAZIONI

L'ELETTRICITA'

Fare la cronistoria completa di coloro che furono i precursori nello studio dell'elettricità, oltre che essere un lavoro improbo, probabilmente sarebbe di scarso interesse per i lettori. Ci sembra perciò più opportuno limitare questa rassegna alla citazione di quei personaggi che più degli altri hanno lasciato una impronta indelebile della loro opera nella lunga storia dell'elettricità, la cui conoscenza è senz'altro della massima utilità e talvolta indispensabile a tutti coloro che hanno a che fare con la tecnica elettronica.

Molto probabilmente i **cinesi** sono stati fra i primi abitatori del globo terrestre che abbiano avuto l'accortezza di notare alcune proprietà elettriche dovute alla manifestazione di fenomeni naturali. È noto come essi, per primi, abbiano scoperto le proprietà magnetiche di taluni minerali, cosa che permise loro di realizzare un tipo rudimentale di bussola. Questo strumento nautico sarebbe stato introdotto in Europa e perfezionato, verso il 1300 da Flavio Gioia, che secondo alcuni studiosi non sarebbe altro che un personaggio imma-

ginario il cui nome autentico corrisponderebbe a quello di Flavio Biondo, umanista forlivese (1392-1463). Comunque nel **dizionario delle invenzioni** del Da Noel, Carpentier e Puissant edito nel 1840 si afferma: « che è certo che l'italiano **bussola** viene da bossolo, scatola, che deriva da Bosso (specie di legno). Io però credo che la bussola sia anteriore d'assai all'italiano Flavio Gioia, il quale si ritiene l'abbia inventata, verso il 1300 in Amalfi nel Regno di Napoli ».

D'altra parte è certo che già prima di Talete i Greci conoscevano la famosa proprietà dell'ambra di elettrizzarsi qualora

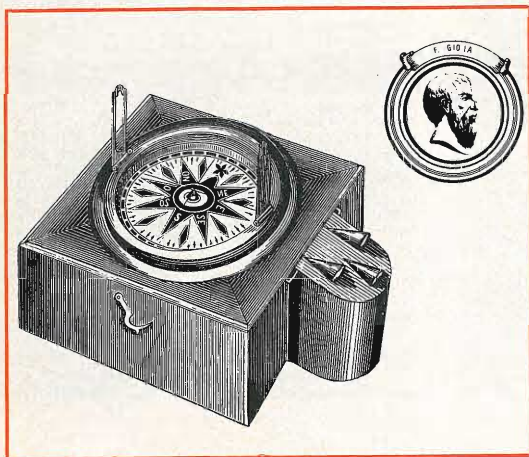



Fig. 7 - Antica bussola nautica (Philips).

fosse sottoposta a strofinio. Comunque la storia afferma che Talete sia stato il primo ad osservare che l'ambra grigia strofinata attraesse dei piccoli corpuscoli e che la credesse animata. Platone attribuì un tale comportamento ad un fluido invisibile, Epicuro alla vibrazione degli atomi nello sfregamento fra loro. Teofrasto affermò che l'ambra si generava sulle coste della Liguria. Sudine in un trattato sulle gemme e Metrodoro, medico e precettore di Ippocrate, la fecero derivare da un albero della stessa regione. Lo scrittore Filomeno sostenne che essa apparteneva al regno fossile e che si trovava in Tartaria.

In relazione a queste prime conoscenze delle manifestazioni naturali dell'elettricità sembra che sia stato il chimico-fisico irlandese Roberto Boyle (1626-1691) ad usare per primo la parola **elettricità,** derivante dal greco **Electron,** che significa per l'appunto ambra. Taluni storici danno la paternità di questo battesimo al Gilbert.

Le proprietà elettriche degli animali ed in particolare della torpedine, furono pure conosciute dagli antichi. Ippocrate e Platone ne fecero una confusa menzione in alcune loro opere mentre più chiari sull'argomento furono Aristofele e Teofrasto.

Fatte le suddette necessarie premesse, possiamo affermare senz'altro, almeno per quanto concerne la nostra era, che il medico inglese William Gilbert (1540-1603), che curò la regina Elisabetta I°, sia stato il primo studioso che abbia condotto delle ricerche sull'elettricità e sul magnetismo con un certo ordine e metodo, riuscendo ad individuare altri corpi che possedevano proprietà simili a quelle dell'ambra.

A lui, oltre a studi sul magnetismo, che gli valsero il titolo di **Galileo del magnetismo,** si deve l'invenzione dell'elettroscopio. Il Gilbert studiò intensamente il comportamento dell'ago della bussola. Egli potè così constatare che un magnete sospeso, in grado di ruotare liberamente, indicava una direzione che differiva leggermente dai poli Nord e Sud e che tale spostamento variava in funzione del variare della latitudine.

Da questo comportamento egli dedusse che la terra doveva essere considerata come un magnete i cui poli non corrispondevano esattamente con i poli geografici.

Con il suo nome è stata definita l'**unità di forza magnetomotiva,** (f.m.m.).

Le esperienze del Gilbert furono ripetute trent'anni dopo in Italia da Nicola Cabeo, gesuita di Ferrara, che pubblicò sull'argomento anche un'opera intitolata PHILOSOPHIA MAGNETICA.

Dopo il Boyle, già citato, si deve menzionare Ottone Guericke di Mandeburgo (1602-1686) inventore del **baroscopio,** una macchina elettrostatica nella quale un globo di zolfo veniva fatto ruotare attorno ad un asse metallico allo scopo di ottenere dell'elettricità e consentirne lo studio dei relativi fenomeni. A questo studioso si deve inoltre la scoperta del fenomeno della repulsione elettrica.

Carlo Francesco Di Cisternay Dufay (Parigi 14-9-1968, 16-7-1739), fu il primo fisico di Francia che abbia parlato con successo di elettricità.

Celebre, ai suoi tempi, fu l'ACCADEMIA DEL CEMENT instituita nel 1657 dal cardinale Leopoldo De Medici.

anche un nesso per collegare lo sviluppo scientifico alla religione.

Nel 1708 Wall riusciva ad ottenere delle scintille da un pezzo d'ambra, strofinandolo fortemente con un panno di lana e costatava che toccandolo con le mani umide ne riceveva una forte scossa, del

CCXXVII.

ESPERIENZE

INTORNO ALL' AMBRA

ED ALTRE SUSTANZE

DI VIRTU' ELETTRICA.

LA virtù elettrica, com' ognun sa, risvegliasi per delicato, o per valido strofinamento in tutti que' corpi, dove n'è miniera. Ricchissima più d' ogni altro n' è l' Ambra gialla, dopo la quale par, che ne venga la Ceralacca finissima. Questa par similmente, che seguitino il Diamante gruppito, il Zaffiro bianco, lo Smeraldo, il Topazio bianco, la Spinella, e 'l Balascio;

Sustanze più ricche di virtù elettriche.

Gioie trasparenti più, o meno tutte attraggono.

Ff 2

Fig. 8 - Un antico trattato di elettricità conservato presso il Museo della Scienza e della Tecnica di Milano.

Sempre in quell'epoca un sensibile contributo alla conoscenza dei fenomeni elettrici fu dato dall'italiano Giovanni Battista Porta e dal medico inglese Sir Thomas Browne (1605-1682). Quest'ultimo cercò tutto simile a quella che aveva ricevuto in altre occasioni ad opera del fulmine.

Nel 1709 il fisico inglese Hawksbee pubblicava una memoria, dimostrando che il preteso fosforo mercuriale, che si os-

servava lungo le pareti di un tubo barometrico, era dovuto allo strofinìo del mercurio contro il vetro, e contemporaneamente costruiva un apparecchio simile a quello del Guericke, semplificandolo mediante la sostituzione del globo di zolfo con una lastra di vetro.

Esperimenti portati a termine a più riprese gli consentirono di stabilire che le scintille ottenute con una macchina elettrostatica erano del tutto simili a quelle prodotte dal fulmine.

Solo nel 1729 un altro fisico inglese, Stephen Gray (1670-1736) riprese gli esperimenti del Hawksbee, dimostrando

Fig. 9 - Antica stampa raffigurante una « esperienza elettrica » di W. Gilbert

che l'elettricità di un disco di vetro poteva comunicarsi ad altri corpi di materiale diverso, se essi venivano uniti alle estremità del disco stesso.

Successivamente, mediante l'impiego di un filo metallico opportunamente isolato, potè trasmettere delle cariche elettriche fino alla distanza di circa 300 metri. La classificazione dei corpi in buoni e cattivi conduttori di elettricità, venne effettuata per la prima volta da Giovanni Teofilo Desaguiliers (1663-1774), come risulta da una sua memoria pubblicata nell'anno 1739. In seguito lo stesso Gray trovò il modo di isolare i corpi conduttori mediante l'uso di sostegni, costruiti impiegando dei materiali non conduttori.

Esperienze del tutto simili furono eseguite anche dal fisico francese Charles F. Dufay (1698-1739), il quale nel 1734 scoperse altresì l'esistenza di due tipi distinti di cariche elettriche, cui si diede il nome arbitrario di cariche positive e cariche negative.

Nel 1746 l'olandese Peter Van Muschenbroek (1691-1761), mentre cercava di elettrizzare dell'acqua contenuta in una bottiglia di vetro mediante una catenella metallica, ne riceveva una fortissima scossa. Da tale infortunio nacque la famosa **bottiglia di Leyda,** progenitrice degli attuali condensatori, che prese il nome dalla cit-

Fig. 10 - Antica stampa raffigurante l'esperienza degli emisferi di Otto Von Guericke.

tà nella quale lo studioso aveva effettuato l'esperimento.

Questo apparecchio, che in seguito venne perfezionato dal Watson e da altri scienziati, fu di notevole importanza, dato che permise di accumulare le cariche elettriche generate dalle macchine elettrostatiche, dando agli studiosi di quel tempo la possibilità di eseguire i loro esperimenti in presenza di cariche di notevole entità.

Frattanto negli Stati Uniti un tipografo, Beniamino Franklin (1706-1790), che si dedicava da tempo allo studio dell'elettricità, riunendo parecchie bottiglie di Leyda in serie fra di loro, riuscì ad ottenere delle scintille molto lunghe.

Egli costatava inoltre che tali scintille, per forma e per colore, erano del tutto simili a quelle provocate dal fulmine e che, oltre a fondere delle lamine metalliche, riuscivano a far deviare l'ago della bussola.

Fig. 11 - Da: « Dell'elettricismo: o sia delle forme elettriche dei corpi svelate dalla fisica sperimentale, con un'ampia dichiarazione della luce elettrica, sua natura e meravigliose proprietà... ». Venezia, 1746.

A lui è dovuta l'invenzione della legge sulla **CONSERVAZIONE DELLA CARICA ELETTRICA** e l'invenzione del **PARAFULMINE.**

(Si vuole che il modo di attrarre la folgore dalle nuvole fosse conosciuta anche nella più remota antichità. Plinio Secondo nel libro II° capitolo 53 della sua Storia naturale, pur essendo contrario a tale versione afferma che i fulmini furono « evocati » nell'Etruria da Re Porsenna e prima di lui da Re Numa).

Michail Vasilievic Lomonossov, che fu il primo russo a far parte dell'Accademia delle Scienze di Pietroburgo, deve essere considerato anche il primo scienziato russo che abbia condotto seri studi ed esperimenti sull'elettricità.

Figlio di pescatori benestanti, abitanti nella Russia del Nord, pur non appartenendo alla nobiltà, riuscì a seguire gli studi superiori, distinguendosi talmente che fu inviato all'estero a perfezionarsi. Tornato in patria nel 1745 ricoprì la carica di segretario dell'Accademia delle Scienze, dedicandosi all'insegnamento.

Di intelligenza non comune, il Lomonossov svolse una importante attività in tutti i campi della scienza ed in particolare dell'elettricità, ma si occupò altresì della riforma della lingua letteraria russa e di storia.

Oltre che per le sue scoperte, molte delle quali furono ignorate per un lungo periodo di tempo anche dopo la sua morte malgrado la loro eccezionale importanza, Lomonossov deve essere ricordato per la attività svolta a favore dello sviluppo della cultura russa. A lui infatti si devono il progetto relativo all'organizzazione dell'Università di Mosca, fondata nel 1795, l'istituzione di raccolte naturalistiche necessarie allo studio delle scienze naturali e quella dei laboratori atti ad incrementare la ricerca scientifica.

Fig. 12 - La macchina del tuono installata da M. V. Lomonossov sopra il suo appartamento di città per gli esperimenti effettuati nel 1753, a « freccia elettrica », bc « filo elettrico » metallico diretto al portone, cd « filo metallico condotto alla camera ed appeso ad un « arscin » (misura di lunghezza equivalente a 0,711 metri usato come unità di misura) munito di elettrometro. Dal « Discorso sui fenomeni aerei originati dalla forza elettrica » del 1753.

Nel 1753 un altro studioso russo, G. V. Rikhmann, collaboratore del Lomonossov, fu uno dei primi sperimentatori a pagare con la vita il suo contributo verso la scienza. Ciò avveniva mentre cercava di immagazzinare energia elettrica dai fulmini facendo uso di una lunga asta metallica che fuoriusciva dalla sua abitazione, durante un violento temporale.

Da segnalare in Italia due scritti pubblicati dal signor Mangiotto negli OPUSCOLI SCELTI DELLE SCIENZE E SULLE ARTI, stampati in Milano negli anni 1781-1782, nei quali esso descrive alcuni esperimenti eseguiti con due palle appese, dice l'autore, a poca distanza l'una dall'altra, di cui una sola elettrizzata, che si attraggono fino a che il fluido elettrico sia ugualmente diffuso in ambedue dopo di che si ha un effetto contrario, cioè di repulsione.

Tra i fisici dell'epoca che si dedicarono allo studio dei fenomeni elettrici un posto d'onore è riservato all'italiano C. Battista Beccaria (1716-1781), professore dell'Università di Torino, che scoprì la LEGGE DELL' INDUZIONE ELETTROSTATICA e compì studi sull'elettricità atmosferica, ai francesi De Nerac e Mazeas, agli inglesi Wilson, Canton e Bevis, ai tedeschi Winckler, Wilke, a Karl Fredrick Gauss (1777-1855), astronomo di Brunswick che, oltre a profondi studi sull'elettromagnetismo, costruì il MAGNETOMETRO e al russo Epinus, membro dell'Accademia di Pietroburgo, ove morì nel 1802, che studiò l'induzione elettrostatica, la termoelettricità ed i condensatori.

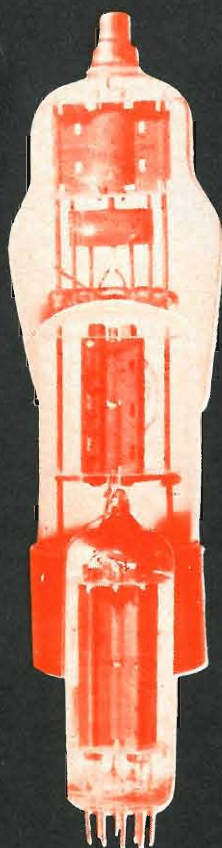
Alberico Benedicenti nel suo trattato MEDICI MALATI E FARMACISTI, afferma che già nel secolo XVIII l'elettricità era entrata fra i mezzi di cura usati in varie malattie e che le esperienze del Gilbert, del Grey, del Ramsden, Nollet e Franklin avevano richiamato l'attenzione dei medici e fra essi il Marat (che doveva essere uno dei capi della rivoluzione francese) che nell'anno 1782 pubblicò le RECHERCHES PHYSIQUES SUR L'ELECTRICITE. Il Lassone, il Morand e l'abate Nollet attorno al 1750 avevano già effettuato esperienze sugli effetti curativi dell'elettricità sugli invalidi. Esperienze del genere furono effettuate in Italia nel 1776 dallo Spallanzani mentre insegnava all'Università di Pavia.

Fig. 13 - Macchina del tuono di M.V. Lomonossov del giugno-luglio 1953: ab = « asta metallica », ee = « estremità travi ». Alla trave sporgente in alto sono appesi: il filo metallico proveniente dall'asta situata sull'albero e l'**arscin** di ferro con appeso un filo (elettrometro), f = « elettrometro » costituito da molti fili (definito « come un pennello che nonostante le oscillazioni provocate dal vento mostrava la forza elettrica con una figura conica »). Dal « Discorso sui fenomeni aerei originati dalla forza elettrica del Lomonossov 26-11-1753 ».

Attorno al 1785 il fisico francese Charles Augustin Coulomb (1736-1806) enunciò le famose sue leggi sull'ELETTROSTATICA, quelle non meno importanti sulla MAGNETOSTATICA ed il teorema che porta il suo nome.

Il nome di Coulomb è stato dato all'unità di misura della quantità elettrica.

Il lavoro svolto dagli scienziati che abbiamo nominato quì sopra fu senza dubbio della massima importanza ai fini della conoscenza dei fenomeni dell'elettrostatica e per la formulazione delle prime teorie sul comportamento dell'elettricità, ma bisogna ammettere che in linea di massima esso era limitato a degli esperimenti di ben poco conto, che fra l'altro qualche volta risultavano pericolosi. Lo studio dell'elettricità subì invece una svolta improvvisa rendendo possibile la conoscenza dei fenomeni relativi alle cariche elettriche in movimento, ad opera di due italiani: Luigi Galvani ed Alessandro Volta, dei quali parleremo nella puntata successiva.

Per quanto concerne la proprietà che hanno alcuni materiali magnetici di attrarre i materiali ferrosi, Plinio fa risalire la loro scoperta al caso. Secondo lui un pastore del monte Ida, chiamato Magnes, avendo spinto nel suolo il suo bastone munito di una punta di ferro si accorse

che per estrarlo doveva compiere uno sforzo ben superiore a quello normale. Scavando il terreno egli scoperse il materiale che aveva dato luogo al fenomeno.

Sembra invece che il nome latino della calamita, che è per l'appunto MAGNES, sia derivato da Magnesia, città della Lidia posta ai piedi del monte Sipilo.

Pensiamo possa essere molto interessante concludere questa prima parte del secondo capitolo della nostra storia, riportando la premessa ad una sua pubblicazione sull'elettricità, fatta da Antonio

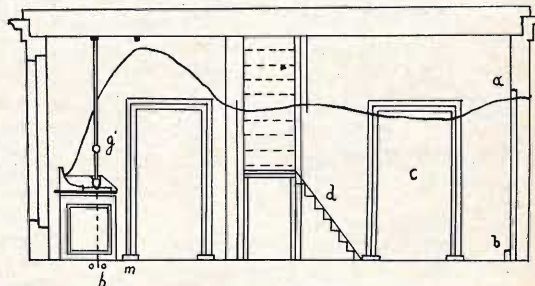



Fig. 14 - La macchina del tuono presso la quale morì G. Richman il 26 Luglio 1753; h = luogo dove stava il Richman con la testa di fronte a « g », m = = luogo dove stava l'incisore Sokolov suo aiutante, c = porta, ab = porta strappata dai cardini. Dal « Discorso sui fenomeni aerei originati dalla forza elettrica » del 26 Novembre 1753.

Carnevali Arella, ripetitore di filosofia e medico del Presidio della Cittadella di Alessandria nel 1839, premessa che senz'altro è tuttora valida: « Lo spirito umano avido di sapere si giova delle idee di coloro che già furono per creare per quelli che gli devono succedere; e così negli sforzi riuniti di varie generazioni l'uomo di genio trova preziosi materiali per le sue scoperte. Ma le idee madri delle più grandi scoperte sono per lo più come i primi germi di una pianta i quali non producono frutto se non cadono in un buon terreno, onde gli uomini quando le videro fatte, anzichè a merito degli autori le attribuirono, non senza ingratitudine, al caso, parendoli si semplici le cagioni, e piccoli i principi da cui nacquero ».

(2 - continua)

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

LA GAMMA DINAMICA DELLA MUSICA

(Da « HiFi Stereo Review » - Giugno 1968)

Sovente, nella consultazione dei dati tecnici che descrivono le caratteristiche di funzionamento di un'apparechiatura ad alta fedeltà, si incontrano dei dati la cui interpretazione risulta assai difficile: in particolare, ci riferiamo alla potenza musicale, alla gamma dinamica delle frequenze acustiche, ai livelli in decibel di confronto tra il rumore ed il segnale utile, eccetera.

Per i tecnici che si interessano di amplificazione di Bassa Frequenza, ed in particolare di alta fedeltà, risulterà quindi assai interessante leggere questa nota che fornisce esaurienti spiegazioni sul significato di vari termini, oltre a fornire dati assai utili per quanto riguarda l'interpretazione delle caratteristiche degli amplificatori, delle curve di responso, eccetera.

DISPOSITIVO ELETTRONICO PER IL COMANDO DI MOTORI A CORRENTE CONTINUA

(Da « L'Electricité Electronique Moderne » - N. 219 - Aprile 1968)

Tra i vari campi di applicazione dei dispositivi semiconduttori, ne esistono alcuni che riguardano esclusivamente l'elettrotecnica, nel senso che i transistori vengono usati anche per la realizzazione di apparecchiature di controllo destinate ad un impiego che esula dalla comune elettronica, ossia è al di fuori dell'elaborazione di segnali di varia natura.

In questo articolo, viene descritto un dispositivo a transistori mediante il quale è possibile controllare il funzionamento di motori di trazioni funzionanti a corrente continua. La modulazione della larghezza degli impulsi è risultata essere un metodo assai efficace per il controllo di una tensione continua, in quanto permette di ottenere una regolazione della velocità di un motore nonostante le eventuali variazioni del carico, come — ad esempio — nel caso dei motori usati per la trazione di veicoli.

La nota abborda l'argomento in primo luogo da un punto di vista teorico, e considera tutti i problemi relativi a queste applicazioni, con particolare riguardo alla forma d'onda degli impulsi che vengono usati per effettuare le azioni di controllo. Oltre a ciò, l'autore si dilunga nell'esposizione del funzionamento teorico di diversi tipi di circuiti adatti ad ottenere il controllo di motori elettrici di trazione; viene riprodotto inoltre un circuito che rappresenta un dispositivo oscillatore a larghezza variabile di impulsi, mediante il quale è possibile — variando appunto la lunghezza degli impulsi — ottenere una variazione delle prestazioni del motore controllato.

L'autore si dilunga poi su vari tipi di limitatori di corrente, dei quali fornisce numerosi esemplari, ed infine propone un circuito assai complesso, costituito da nove transistori e numerosi altri componenti, per la realizzazione di una apparecchiatura di controllo per un motore, costituita da un limitatore di corrente, da un modulatore di impulsi, e dall'apparecchiatura di controllo diretto propriamente detta.

Per i nostri lettori che si occupano delle applicazioni dell'elettronica all'elettrotecnica applicata, questa nota è quindi di notevole interesse.

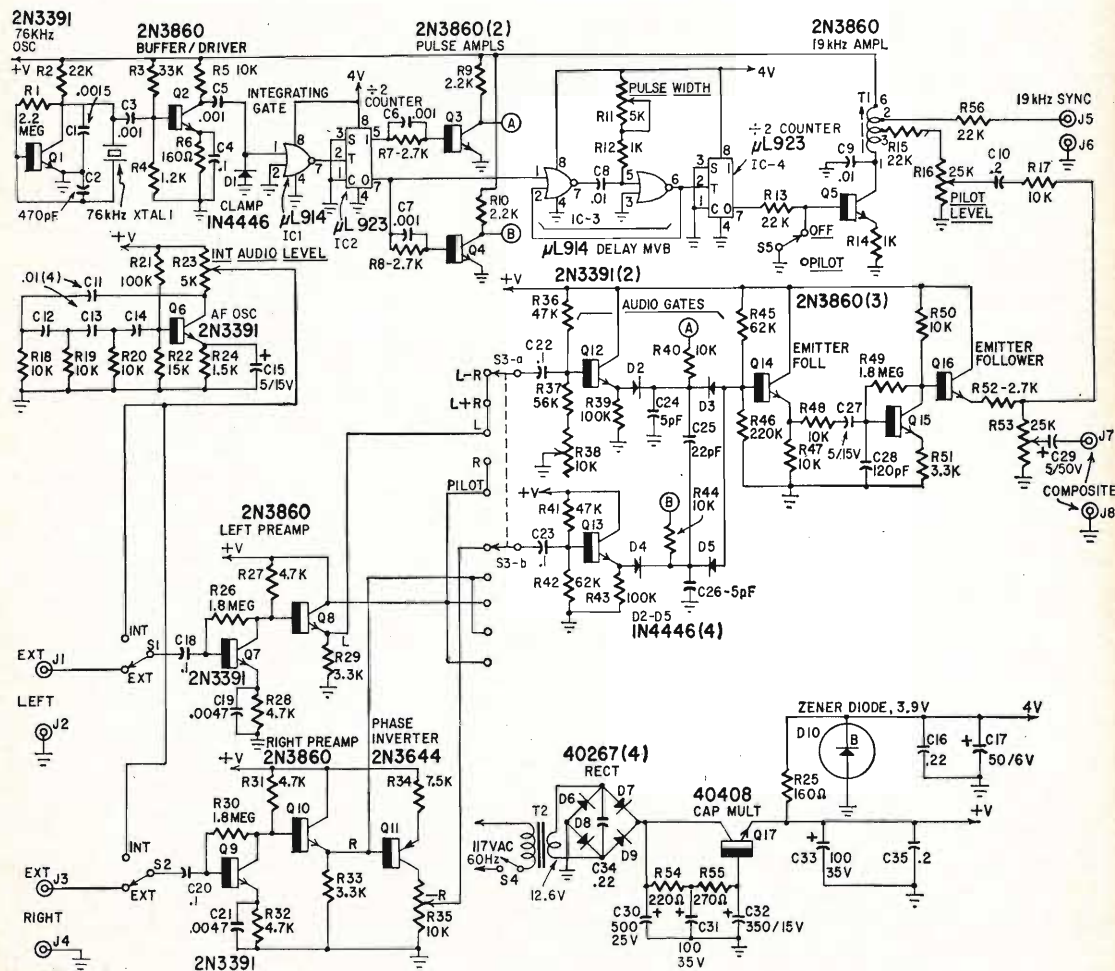
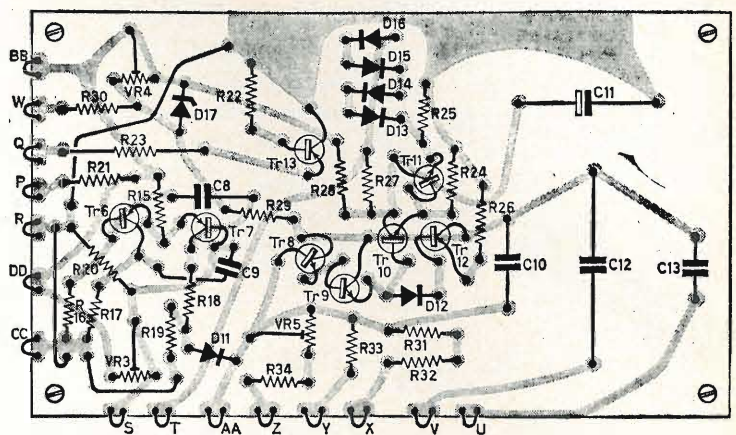
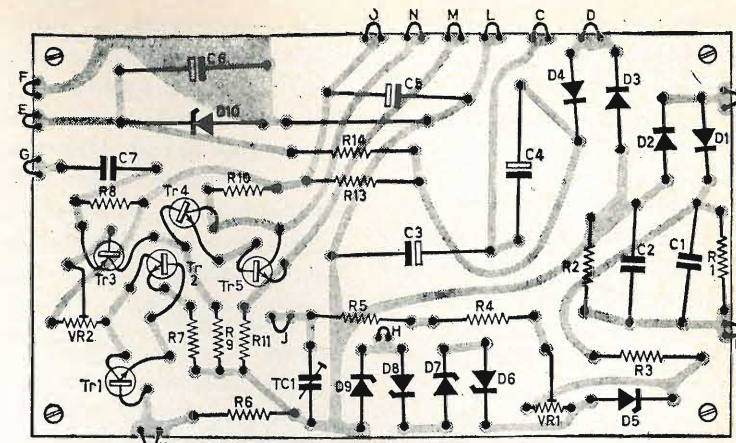
COSTRUZIONE DI UN GENERATORE FM MULTIPLEX

(Da « Radio-Electronics » - Maggio 1968)

Sebbene le trasmissioni a modulazione di frequenza col sistema Multiplex in Italia siano ancora allo stadio sperimentale, esistono già in commercio numerosi tipi di ricevitori, alcuni dei quali vengono già usati da diversi utenti, con notevole successo.

Inoltre, dal momento che è prevedibile (oltre che auspicabile) un ulteriore futuro sviluppo di tali trasmissioni anche nel nostro Paese, sarà per molti dei nostri lettori interessante leggere l'articolo che qui recensiamo, che descrive un'apparecchiatura di precisione da laboratorio adatta ad effettuare rapidamente ed in modo assai efficace la ricerca dei guasti e l'allineamento dei ricevitori funzionanti appunto con tale sistema.

Il circuito elettrico, che qui riproduciamo, consiste complessivamente in diciassette transistori, oltre che in alcuni diodi e — naturalmente — diversi altri componenti. Il fatto che l'apparecchiatura funzioni interamente a transistori significa già un notevole progresso nel campo della strumentazione, in quanto è una dimostrazione che la stabilità di funzionamento dei dispositivi a semi-conduttore ha raggiunto ormai un valore di sicurezza tale da consentirne l'impiego anche nelle apparecchiature di misura funzionanti con frequenze piuttosto elevate.

L'articolo è corredato inoltre di numerose fotografie che illustrano la disposizione dei vari componenti, nonché l'aspetto dell'intero circuito realizzato su di una basetta a circuiti stampati. Di conseguenza, il lettore che volesse approfondire questo argomento, ed eventualmente cimentarsi nella realizzazione di questa complessa apparecchiatura, troverà nel suddetto articolo tutti gli elementi necessari per portare a termine l'iniziativa.

UN MISURATORE PER RADIAZIONI A RAGGI «X»

(Da « Practical Television » - Giugno 1968)

Nel numero precedente di questa rivista è stato pubblicato il circuito elettrico dell'apparecchiatura in oggetto, unitamente ad una descrizione delle sue caratteristiche di funzionamento. Nel numero al quale ci riferiamo — invece — viene descritta la procedura di mesa a punto, e vengono forniti numerosi dettagli relativi alla costruzione dello strumento.

Dal momento che si tratta di un'apparecchiatura la cui realizzazione è relativamente semplice, riteniamo opportuno recensire questo articolo — sebbene con un certo ritardo — pregando i nostri lettori di riferirsi eventualmente anche al numero di Maggio della stessa rivista, allo scopo di ottenere tutti i dettagli relativi alla realizzazione.

A titolo puramente informativo, riportiamo un'illustrazione che rappresenta il circuito stampato del dispositivo, visto da entrambi i lati, il quale reca anche in modo abbastanza evidente le posizioni di tutti i componenti. Come si può osservare, il circuito è relativamente semplice, cosa che risulterà assai più evidente a coloro che vorranno procurarsi anche il circuito elettrico.

La realizzazione di un'apparecchiatura di questo tipo è interessante dal punto di vista sperimentale, in quanto fornisce un notevole patrimonio di esperienza anche in un campo elettromedicale quale è appunto quello delle applicazioni dei raggi X, nel quale esistono numerose possibilità di sviluppo.

Indipendentemente da ciò, chi volesse effettuare questa realizzazione anche da un punto di vista dilettantistico non potrà che trarne preziosi insegnamenti agli effetti dell'applicazione di alcuni moderni circuiti basati sull'impiego di semiconduttori.

IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI IN TELEVISIONE

(Da « Electronique Professionnelle » - Aprile 1968)

L'impiego dei circuiti integrati si sta diffondendo sempre più in ogni branca dell'elettronica, ed in particolare in tutti quei casi nei quali l'impiego di circuiti standardizzati porta logicamente allo sfruttamento del progresso costituito dai circuiti integrati, grazie alla maggiore razionalizzazione dei processi di montaggio, di collaudo, eccetera, nonché grazie alle notevoli possibilità di facilitare i lavori di assistenza e di riparazione, a causa dell'intercambiabilità dei circuiti integrati.

Nella prima parte di questo articolo, vengono esposti diversi argomenti a carattere introduttivo, soprattutto per quanto riguarda l'impiego dei circuiti integrati agli effetti della realizzazione dei settori di amplificazione di Bassa Frequenza.

In questa seconda parte, viene considerata l'opportunità di impiegare circuiti integrati anche agli effetti dell'amplificazione ad Alta o a Media Frequenza, grazie alla possibilità di disporre di semiconduttori aventi caratteristiche appropriate.

In particolare, in questa occasione l'autore fornisce lo schema indicativo di un amplificatore di Media Frequenza, funzionante sulla frequenza fissa di 45 MHz, proposto dalla Motorola, e realizzato con l'impiego di tre circuiti integrati contraddistinti dalla sigla MC 1550.

Come si può osservare, l'impedenza di ingresso è di 50 ohm, pari cioè all'impedenza di uscita. Tutti i trasformatori impiegati presentano un contrassegno di polarità che identifica la fase del segnale, almeno per quanto riguardo la fase impiegata agli effetti delle connessioni pratiche. Si può quindi osservare che il segnale di uscita, presente ai capi della resistenza di carico di 50 ohm, è in opposizione di fase rispetto al segnale di ingresso, applicato ai capi del primario del trasformatore T1.

L'articolo considera dettagliatamente le caratteristiche di funzionamento di un amplificatore di questo tipo, e dimostra con solidi argomenti le possibilità che esso offre agli effetti dell'impiego di questi circuiti in qualsiasi realizzazione pratica, come è appunto un ricevitore televisivo.

Sullo schema qui riprodotto è facile rilevare che al contatto numero 5 del primo circuito integrato, tramite il collegamento che passa attraverso l'induttanza L, viene applicata la tensione che determina il funzionamento del controllo automatico di guadagno (CAG). La tensione di alimentazione a corrente continua (V_{CC}) viene invece applicata al punto 9 di tutti e tre i circuiti accordati, tramite appositi disaccoppiamenti costituiti ciascuno da una induttanza (L) e da una capacità (C).

CALCOLO DELLA CAPACITA' DISTRIBUITA NELLE BOBINE

(Da « Electronic Design » Aprile 1968)

Sovente, nella progettazione di circuiti accordati, occorre affrontare il problema della capacità distribuita, che interviene — come è ben noto — agli effetti del fattore di merito dell'induttanza.

Sebbene ormai le induttanze siano standardizzate, nel senso che la produzione non può essere più considerata dal punto di vista esclusivamente dilettantistico, bensì si preferisce in linea di massima usare bobine già disponibili in commercio, e quindi realizzate secondo i criteri costruttivi più razionali, capita a volte di dover affrontare questo problema, e di trovarsi in serie difficoltà agli effetti dell'ottenimento del massimo rendimento da parte del circuito accordato.

In considerazione di ciò, riteniamo interessante citare questo articolo nel quale viene pubblicata la tecnica realizzativa di un particolare regolo, munito di una parte fissa e di una parte scorrevole come i veri e propri regoli calcolatori, mediante il quale è possibile determinare con buona approssimazione il valore della capacità distribuita in una bobina, a seconda della frequenza di risonanza, e di altri valori che vengono riportati sulle scale: l'illustrazione del regolo è stampata su di un'intera pagina della rivista, per cui è assai facile incollarla su cartoncino, e ritagliare le necessarie finestre per ottenere in tal modo una guida di scorrimento per la parte mobile del regolo.

VALUTAZIONE DEL RESPONSO AI TRANSITORI TERMICI

(Da « Electronic Design » Aprile 1968)

Il fattore di responso ai transitori termici di un transistore, funzionante con impulsi di una certa potenza, costituisce sovente un problema per i tecnici che si occupano della progettazione e della realizzazione, nonché del collaudo, di apparecchiature funzionanti con tali caratteristiche.

L'articolo che recensiamo esamina l'argomento da un punto di vista assai approfondito, considerando in primo luogo quale é l'origine dei transistori, quali sono i fenomeni ad essi riferiti, e quali sono i provvedimenti tecnici atti a mantenere costanti le prestazioni dei transistori, nonostante le eventuali variazioni della temperatura alle quali essi sono sottoposti durante il loro funzionamento.

L'articolo è corredato di numerosi grafici, nonché di formule matematiche piuttosto complesse, che chiariscono l'argomento sotto ogni punto di vista, e forniscono quindi al tecnico che sia in grado di comprenderli tutti gli argomenti atti ad aiutarli a risolvere i loro problemi in questo campo specifico.

COME SEGUIRE IL SEGNALE NEI TELEVISORI A TRANSISTOR

(Da « Radio-Electronics » - Maggio 1968)

La tecnica di ricerca dei guasti nelle apparecchiature elettroniche è risultata lievemente più difficile negli apparecchi a transistori che non negli apparecchi a valvole, sia per il numero piuttosto elevato di parametri che sono sempre in gioco nei confronti dei transistori, sia in quanto la maggior parte dei tecnici della precedente generazione, che erano abituati a lavorare esclusivamente con le valvole, hanno dovuto modificare totalmente i loro metodi di analisi dei circuiti, adattandosi alle esigenze delle apparecchiature di nuovo tipo.

In considerazione di tutto ciò, è sempre assai utile tenersi aggiornati per quanto riguarda la tecnica di ricerca dei guasti nelle apparecchiature a transistori: inoltre, dal momento che il televisore a transistori sta prendendo sempre più piede nelle produzioni commerciali, consigliamo la lettura di questo articolo ai tecnici riparatori in genere, ed in particolare a coloro che si trovano in difficoltà quando devono operare dal punto di vista della riparazione su di un apparecchio a transistori.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

COME SI FA

Un mio lettore fedele di Bologna mi ha chiesto dove trovo le notizie e gli aneddoti che pubblico ogni mese.

Bé, cercare notizie è come cercar funghi.

Ma il mio lettore non sa di avermi dato, proprio lui, un'idea seguendo la quale ho trovato questa notizia di quarantacinque anni fa, con cui si dimostra come un « pezzo » giornalistico possa nascere dalle circostanze più impensabili.

Nel 1923 un impiegato addetto all'ufficio stampa della General Electric fu chiamato in direzione e ricevette questo incarico: — Scriva un articolo tecnico ma non troppo e abbastanza piacevole, da pubblicare sui giornali per far sapere a tutto il mondo che abbiamo venduto un turboalternatore da 60.000 chilowatt.

Il malcapitato, grattandosi la pera, meditava tristemente sul modo di rendere attraente, cioè leggibile da ogni categoria di persone, un articolo sopra un turboalternatore.

Perdendo via via la speranza di farcela e temendo di essere licenziato, si imbatté in Carlo Steinmetz, il grande studioso di elettrologia che produsse per primo il fulmine artificiale, e gli espose le sue preoccupazioni.

— Facilissimo, osservò Steinmetz, guardi qui: un chilowatt è pari a 1,34 cavalli vapore. Ne consegue che i 60.000 chilowatt del turboalternatore di cui Lei deve parlare valgono come 80.000 cavalli vapore, all'incirca. Ora consideri che un cavallo vapore corrisponde a 22 uomini e mezzo. Va a finire che i Suoi 60.000 kW rappresentano, come forza muscolare, 1.800.000 uomini.

Ma ascolti ancora: il turboalternatore lavora 24 ore su 24 mentre gli uomini, dopo otto ore, smettono. Ci vorrebbero perciò tre turni di 1.800.000 uomini per pareggiare la turbina, senza contare gli intervalli per facilitare il calcolo. Occorrerebbero quindi, al posto del turboalternatore, 5.400.000 uomini, i quali produrrebbero un lavoro muscolare superiore a quello di tutti gli schiavi che esistevano negli Stati Uniti prima della guerra civile. Vede quindi giovanotto, concluse Steinmetz, che queste notizie, pur di contenuto scientifico e statistico, possono venir lette con interesse da chiunque.

C'era quanto bastava per scrivere l'articolo, che infatti fu scritto ed ebbe successo.

IL TELEQUOTAMETRO

Il nome di questo strumento non è molto armonioso. In compenso la sua utilità è grande per il tempo che fa risparmiare ai geometri, ai geografi e ai cartografi.

E' stato costruito in Inghilterra per l'Ente Britannico dell'Elettricità. E', in sostanza, un telemetro che misura direttamente i rilievi e le distanze, e compie da solo i rilevamenti dei fiumi, delle foreste e dei terreni senza l'ausilio degli apparecchi ingombranti che si usano tuttora.

Ciò rende sempre più ammirevoli le applicazioni pratiche della tecnologia. Ma solo che si volga il pensiero al passato si deve pur conservare l'ammirazione per l'intelligenza umana pura, il più bel miracolo della creazione, se non viene male impiegata.

Si pensi che nel secolo scorso Giulio Verne, nel romanzo « L'Isola Misteriosa », descrisse un telemetro che più semplice di così non sarebbe potuto esistere: un bastone.

Piantato nel terreno un bastone, i naufraghi dell'isola misteriosa calcolarono l'altezza di una montagna, applicando una delle regole più elementari di geometria.

Ditemi, se volete, che sono un sentimentale, ma trovo ancora commozione a rileggere Verne perché nel suo tempo, ancorché positivista e all'insaputa di coloro che in essi vivevano, sopra la scienza risplendeva l'uomo ed il suo spirito.

GAUSS

Mi sono accanito qualche volta a dimostrare che anche i grandi uomini, nell'infanzia, furono dei mediocri o addirittura degli elementi negativi. L'ho fatto non per dir male di loro, ma per incoraggiare chi è incline alla delusione, onde dimostrargli che non ci si deve mai arrendere.

Questa volta farò un'eccezione, parlando di Carlo Federico Gaus 1777-1855 che fu bambino prodigio, oltre che insigne matematico astronomo e fisico da adulto.

Gauss frequentava le scuole elementari quando il maestro diede un giorno questo compito in classe di aritmetica: — Fate la somma di tutti i numeri da uno a cento.

Forse il maestro pensava di starsene tranquillo almeno un'ora, ma aveva fatto i conti senza il piccolo Gauss di nove anni col cervello di « calcolatore elettronico » si direbbe oggi.

Appena finito di scrivere il problema lo scolaro Gauss alzò la mano e disse ad alta voce il risultato: - 5050.

— Lo sapevi già? — chiese il maestro.

— No, ma è facile, rispose il ragazzetto: sommando i numeri da 1 a 49 coi loro corrispondenti decrescenti da 99 a 51 ottengo sempre 100. Perciò 49 volte 100 fa 4900. Rimangono da parte 50 e 100, che aggiunti a 4900, danno in totale 5050.

CASSA DI RISPARMIO ELETTRONICA

L'elettronica è giunta anche a sopprimere le soste davanti agli sportelli di cassa, o almeno a ridurli a tempi trascurabili. La notizia arriva dalla Svezia, e precisamente da Malmö alla cui cassa di risparmio è stato installato un computer « distributore di danaro » collegato direttamente al centro contabile.

Chi ha disponibilità nel proprio conto, non deve far altro che introdurre da una parte dei cartoncini perforati in codice, e ritirare i soldi da un'altra parte.

Peccato che rimanga il piccolo particolare della « disponibilità del conto ». Una macchina che ti fa cadere davanti un bel mucchietto di soldi sic et simpliciter, versione moderna del favoleggiato asino dal quale invece i marenghi cadevano dietro, avrebbe fatto comodo anche a me.

zio Ruben

EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di corrispondenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di tubi professionali.

Tipo	Corrispondente Philips
*55035	2J42
*55040	725A
*55125	YJ1190 [1])
*55230	5J26
*55370	YK1010
*55390	2K25
*55391	723A/B
*56000	8020
68506	1163
68508	1164
178148	1163
178149	1163
180238	1164
189048	1163
189049	1163
217283	1164
289414	1163
289416	1163
766776	1164
A47-13W	19CWP4
A47-15W	19CWP4
A47-18W	A47-11W
A4051	QE06/50;807
AA91E	5726;E91AA; 6AL5W;M8212
*AB1	AB2;ABC1
ACS4	QBL5/3500;6076
ACT70	YD1120
*AF2	EF9
*AF3	EF9
AG3B28	DCX4/1000;3B28
AG866A	DCG4/1000G;866A
AG872A	DCG5/5000GB;872A
AG5209	85A2;OG3;M8098
AG5210	OB2;OB2WA; M8224
AG5211	OA2;150C2; OA2WA;M8223
AG8008	DCG5/5000GS;8008
AGR9950	5869
AGR9951	5870;DCG12/30
*AH1	EK2
AH217	DCG5/5000GB;872A
AH238	DCG4/5000
AJ5551	PL5551A

Tipo	Corrispondente Philips
AJ5551A	PL5551A
AJ5552	PL5552A
AJ5552A	PL5552A
AJ5553B	PL5553B
AJ6347	PL5552A
*AK1	EK2
*AK2	EK2
*AL1	AL4
*AL2	AL4
*AL5	4699
*AM1	EM4
AR14	PL5551A
AR21	EBC33
ARP34	EF39
ARP35	EF50
ASG5017	PL5557
ASG5023	PL3C23
ASG5044B	PL6755
ASG5045B	PL106
ASG5121	PL2D21;EN91; PL5727;M8204
ASG5544	PL5544
ASG5545	PL5545
ASG5696	5696
ASG5727	PL5727;M8204
ASG5823	5823;Z900T
ASG6011	PL5684/C3JA
ASG6574	PL6574
ASG6807	PL6807
ATS25	807;QE06/50
AU1	AZ50
*AW21-10	M21-11W
AW36-20	14ABP4A
AW36-21	14ABP4
AW36-80	14AHP4A
AW36-81	14AHP4
AW43-80	17BTP4
AW53-80	21CLP4
AW59-90	23CMP4
*AX1	AX50
AX3C23	PL3C23
AX4-125A	6155;QB3/300
AX4-250A	6156;QB3.5/750
AX105	PL105
AX224	DCX4/1000;3B28
AX230	DCX4/5000;4B32
AX5551	PL5551A
AX5551A	PL5551A
AX5552	PL5552A
AX5552A	PL5552A
AX5553	PL5553A
AX5553B	PL5553B
AX5555	PL5555
AX5822	PL5822A
AX5822A	PL5822A
AX7585	PL5552A
AX9900	5866;TB2.5/300
AX9901	5867;TB3/750
AX9902	5868;TB4/1250
AX9903	5894;QQE06/40
AX9904	5923;TBW6/6000
AX9904R	5924;TBL6/6000
AX9905	5895;QQC04/15
AX9906	6077;TBW12/100
AX9906R	6078;TBL12/100
AX9907	6075;QBW5/3500
AX9907R	6076;QBL5/3500
AX9908	6079;QB5/1750
AX9909	6083;PE1/100
AX9910	6252;QQE03/20
AX9911	4C35A;6268
AX9912	5C22
*AZ21	AZ1;AZ41

Tipo	Corrispondente Philips
B65	6SN7GT
B109	UCC85
B152	ECC81;12AT7; 6201;M8162
B309	ECC81;12AT7; 6201;M8162
B329	ECC82;12AU7; 6189;M8136
B339	ECC83;12AX7; 7025;M8137
B719	ECC85;6AQ8
B1135	TB3/750;5867
B5030	ZM1030
B5031	Z520M
B5032	Z521M
BF61	EL41;6CK5
BF62	EL42
BF451	UL41;45A5
BK24	PL5552A
BK24C	PL552A
BK34	PL5553B
BK42	PL551A
BK42C	PL5551A
BK46	PL5555
BR191B	YD1120
BR1126	YD1230
BT5	PL5559
BT29	PL255
BT77	PL5545A
BT91	PL5544
C3J	PL5632/C3J
C3JA	PL5684/C3JA
C6J	PL5545A
C17-1A	MW43-69;17BQP4
C21-1A	MW53-80;21CLP4

Tipo	Corrispondente Philips
C143	QB2/250;813
C178A	QQE06/40;5894
C180	QQE04/20;832A
*C443	AL4
*C453	AL4
C866A	DCG4/1000G;866A
C872	DCG5/5000GB;872A
C1108	QB3/300;6155
C1112	QB3.5/750;6156
C1134	QQE03/20;6252
C1136	QB4/1100;7527
*CB1	EBF2
*CB2	EBF2
*CC2	EBC3
CC81E	12AT7WA;E81CC; 6201;M8162
CC86E	6463
CCa	E88CC;6922
CD18	ZM1020
CD26	ZM1020
CD64	ZM1080
CE225	1163
CE226	1163
CE235	1164
CE309	PL5557
CE311	PL3C23A
CE866A	DCG4/1000G;866A
CE872A	DCG5/5000GB;872A
CE5685/C6J	PL5545A
*CF1	EF6
*CF2	EF9;UF9
*CK1	ECH3
*CK3	ECH3
CK5651	5651;M8098
CK5654	5654;E95F; 6AK5W;M8100
CK5672	5672
CK5678	5678;DF60

Tipo	Corrispondente Philips
CK5725	5725;6AS6W; M8196
CK5726	5726E91AA; 6AL5W;M8212
CK5783	5783WA;M8190
CK6021	6021;ECC70
CL1003	XP1030
CL1005	150CVP
CL1006	XP1005
CL1009	XP1032
CL1012	150AVP
CME1902	AW47-91
CME1903	AW47-91
CME1906	19CWP4
CME2301	AW59-90;23CMP4
CME2302	AW59-90;23CMP4
CME2303	AW59-91
CR1100	QBL5/3500;6076
CT1/2500	PL5559
CW1100	QBW5/3500;6075
*CY1	CY2
D2M9	EAA91;6AL5; 5726
D3a	7721
D13-15BE	5CBP11
D77	EAA91;6AL5
D152	EAA91;6AL5
DA90	DA90;1A3
*DAC25	DAF91;1S5; DAF96;1AH5
DAC32	DAF91;1S5; DAF96;1AH5
DAF91	1S5
DAF92	1U5
DAF96	1AH5
*DB7-1	DB7-5;3ALP11

* Tipo antiquato con tipo sostitutivo

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 720
AUSTRALIA	Sh. 2
BRASILE	Crs. 67.50
CANADA	$ Can. 2.50
CILE	Esc. 12.50
EGITTO	Leg. 0.5
ETIOPIA	$ Et. 3.50
GIAPPONE	Yen. 8
ISRAELE	L.I. 4.50
LIBANO	L.F. 4
LIBIA	L. Lib. 0.60
PARAGUAY	Guar. 362
PERU'	Sol. 73.50
SUD AFRICA	R. 0.90
URUGUAY	Pesos 602
U.S.A.	$ 2.10
VENEZUELA	Bs. 9.50

per ogni tipo e modello di Registratore a nastro, anche a quattro piste

per una fedele, perfetta registrazione e un gradevole ascolto

Nastri magnetici BASF

da oltre trent'anni sui Mercati mondiali

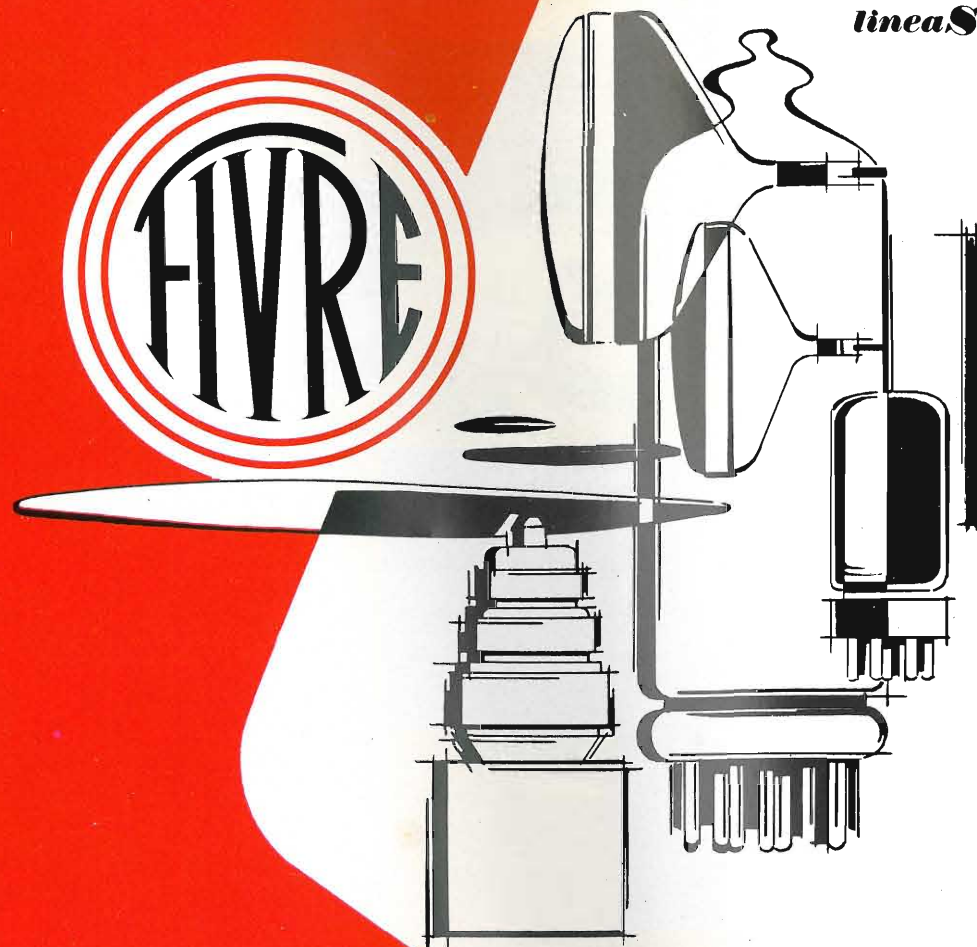
Il più vasto assortimento, per ogni esigenza e nella più razionali confezioni:

⇦ *cassetta in plastica*

⇦ *cassetta - archivio, a tre scomparti*

⇦ *custodia in plastica trasparente*

⇦ *Compact - Cassette, nei tipi C 60 - C 90 - C 120*

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG - 6700 Ludwigshafen am Rhein
S.A.S.E.A. Settore M - 20123 Milano - Via M. Bandello 6 - Tel. 483.341/4

VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

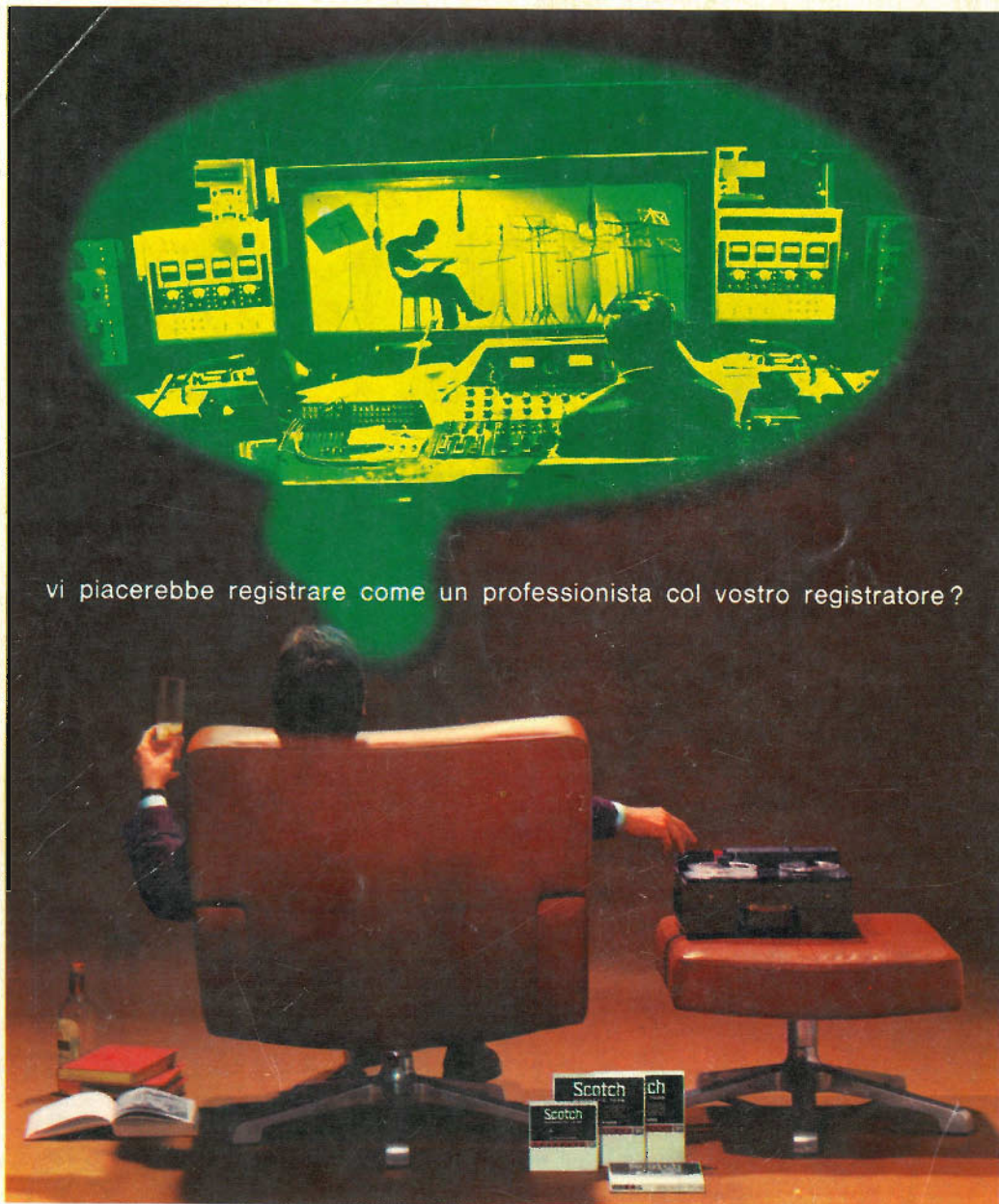
IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE
FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.

27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA

allora non c'è che il nuovo nastro magnetico Scotch DYNARANGE

- **minimo rumore di fondo**
- **maggiore fedeltà di registrazione**
- **minore costo**

Il nastro magnetico SCOTCH Dynarange può darvi registrazioni di qualità professionale anche con un comune registratore: perché? Perché SCOTCH Dynarange possiede caratteristiche che i normali nastri magnetici in commercio non possiedono.

Minimo rumore di fondo: potete ascoltare le vostre registrazioni anche ad alto volume senza il disturbo causato dal rumore di fondo e senza alterazioni nella riproduzione dei suoni.

Maggiore fedeltà di registrazione: SCOTCH Dynarange è così sensibile che registra fedelmente e senza distorsioni qualsiasi gamma di suoni, anche i più acuti.

Minore costo: l'assenza di rumore di fondo e la sensibilità di SCOTCH Dynarange consentono perfette registrazioni senza ricorrere alle alte velocità, e persino alla bassa velocità di 4,75 cm/sec. Questo vi permette di realizzare una notevole economia; infatti, registrando a bassa velocità, potete riversare in una sola bobina la musica che solitamente ne occupa due! SCOTCH Dynarange è rivestito di ossido « Superlife » autolubrificato al silicone che mantiene sempre pulite le testine del vostro registratore e le preserva dall'usura; l'ossido « Superlife » prolunga la durata del nastro di ben 15 volte rispetto ai nastri normali! Con SCOTCH Dynarange scoprirete nel vostro registratore capacità di registrazione che non sospettavate neppure!

3M MINNESOTA ITALIA